poradnik Ultra Krótko Falowca

mgr inż. Zdzisław Bieńkowski

poradnik Ultra Krótko Falowca

Wydawnictwa Komunikacji i Łączności
Warszawa 1988
Wydanie 1. Nakład 9 650+350 egz.
Ark. wyd. 69. Ark. druk. 62 (82,46A)
Papier dr. sat. kl. V 70 g 70×100 cm
Podpisano do druku w lipcu 1988
Zamówienie P/99/86. K.9803

Drukarnia im. Rewolucji Październikowej
Zam. 3007/11/86 U-54

poradnik Ultra Krótko Falowca



Wydawnictwa Komunikacji i Łączności Warszawa 1988

Opiniodawca: doc. dr hab. inż. *Janusz Konopka*
Redaktor: mgr inż. *Kazimiera Małecka*
Okładkę i obwolutę projektował: *Włodzimierz Pytkowski*
Redaktor techniczny: *Alicja Jabłońska-Chodzeń*
Korekta: *Czesław Gwóźdź*

621.396.6

Zbiór informacji i osiągnięć z dziedziny radiokomunikacji z wykorzystaniem amatorskich zakresów UKF. Działalność radioamatorska UKF. Rodzaje propagacji i technika łączności radiowej w pasmach UKF. Elementy i obwody pasywne. Podzespoły i układy aktywne. Urządzenia nadawcze i odbiorcze. Anteny i układy antenowe. Pomiary urządzeń UKF i MKF.
Odbiorcy: radioamatorzy i profesjonaliści zainteresowani współczesną techniką UKF.

ISBN 83-206-0716-7

SPIS TREŚCI

OD AUTORA

Dynamicznie rozwijająca się technika łączności w pasmach UKF stwarza duże zapotrzebowanie na publikacje z tej dziedziny. Próba częściowego choćby zapełnienia luki w piśmiennictwie na ten temat trafia na duże trudności, postęp wiedzy i praktyki jest bowiem tak szybki, że zanim Czytelnik otrzyma książkę, część opisów staje się w pewnym stopniu przestarzała. Z tych powodów autor, po konsultacjach z wybitnymi UKF-owcami SP i OK postanowił podać wiadomości na dwóch poziomach trudności. Poziom podstawowy, przeznaczony dla początkujących, powinien być aktualny przez wiele najbliższych lat. Dla zaawansowanych podane są najnowsze układy stosowane w latach 1980—1985 w krajach o przodującej technice.

Dysponując bogatą literaturą profesjonalną i amatorską należało dokonać ostrej selekcji materiału, gdyż ograniczona objętość książki umożliwia objaśnienie tylko niektórych problemów oraz pokazanie nielicznych układów. Podane elementy teorii powinny pozwolić na samodzielną adaptację pokazanych układów do innych warunków, jednak książka nie pretenduje do roli podręcznika. Uzupełniające informacje można znaleźć w podanej literaturze źródłowej.

Kończąc pragnę podziękować Managerowi Mikrofalowemu PZK, doc. dr inż. Januszowi Konopce, SP5JC za wnikliwą analizę rękopisu i wniesienie cennych uwag, oraz mojej żonie, Elwirze, za pomoc i cierpliwość podczas mej 5-letniej pracy nad książką.

1

DZIAŁALNOŚĆ RADIOAMATORSKA W DZIEDZINIE ŁĄCZNOŚCI W PASMACH UKF

1.1 Wstęp

Polski Związek Krótkofalowców, ukonstytuowany w lutym 1930 r., mimo nazwy wskazującej na zrzeszenie krótkofalowców szybko rozszerzył swoją działalność radioamatorską na fale nazywane ultrakrótkimi (UKF). Latem 1930 r. odbyła się pierwsza europejska ekspedycja radioamatorów urządzona dla zbadania propagacji fal UKF. Była to pamiętna wyprawa Lwowskiego Klubu Krótkofalowców na Howerlę [1]. Od tego czasu niemal co roku liczne rzesze UKF-owców organizują wyprawy w tereny górzyste dla przeprowadzenia prób technicznych i nawiązywania dalekich łączności (DX). Początkowo dowolnie uzgadniane terminy prób między poszczególnymi grupami doprowadziły do ustalenia bardziej sztywnych terminów dla większej społeczności UKF-owców. Wzrost liczby uczestników i stałe terminy prób spowodowały pojawienie się konkurencji sportowej. Tak powstały zawody UKF i współzawodnictwa oparte początkowo na luźnych terminach i regulaminach. Współpraca międzynarodowa, głównie w ramach IARU, doprowadziła do ujednolicenia regulaminów, co jeszcze bardziej zwiększyło atrakcyjność pracy w pasmach UKF[1]. Specyfika propagacji UKF, ograniczająca zasięg w przeciętnych warunkach do około 200 km, spowodowała, że UKF-owcy zaczęli szukać sposobów nawiązywania łączności z bardziej odległymi korespondentami. Tak powstały nie znane w pasmach KF nowe techniki łączności polegające na odbiciu od zorzy polarnej, od warstwy sporadycznej Es, od zjonizowanych śladów meteorowych, a ostatnio nawet od powierzchni Księżyca. Ponadto zaczęto instalować specjalne stacje przekaźnikowe naziemne, w balonach, a nawet w specjalnie wystrzeliwanych satelitach okrążających Ziemię. Intensywny rozwój UKF w Polsce rozpoczął się z chwilą reaktywowania PZK. Pierwszą łączność zagraniczną UKF przeprowadziła poznańska stacja SP3PD/UE 24 czerwca 1954 r. w pasmie 144 MHz ze stacją DL7FS w Berlinie [1], stosując nadajnik sterowany kwarcem i zbudowany na dwóch lampach LD15 oraz konwerter kwarcowy z lampami „żołędziowymi" i anteną 3×4.

[1] W Polsce przyjęto określać pasmami UKF wszystkie pasma powyżej 30 MHz. W niniejszej publikacji, kierując się wytycznymi Konferencji I Regionu Międzynarodowej Unii Radioamatorów IARU (Brighton 1981), zawężono polskie określenie UKF do pasma VHF i UHF, pasma SHF nazwano pasmami mikrofalowymi — MKF.

W lipcu 1954 r. w Pilchowicach k. Jeleniej Góry odbył się pierwszy obóz szkoleniowo-przygotowawczy dla ekip biorących udział w zawodach międzynarodowych „Polny Dzień" w pasmach 86 MHz, 144 MHz i 432 MHz. Od tego momentu następuje szybki wzrost liczby stacji UKF, pracujących głównie na prostych urządzeniach superreakcyjnych. W maju 1957 r. opublikowano pierwszą tabelę rekordowych odległości. W pasmie 144 MHz na pierwszym miejscu znajdowała się stacja SP5FM/ /EL/p za QSO ze stacją YU3EN/EU/p z QRB 480 km, a w pasmie 432 MHz stacja SP5KAB/p ze stacją OK1RC — QRB 278 km. We wrześniu 1958 r. stacje SP3PD i SP5AU uzyskały pierwsze łączności w odbiciu od zorzy polarnej, zaś w październiku 1958 r. SP6CT ze Śnieżki w Karkonoszach nawiązał łączność z G5LV z QRB 1200 km. Dalszy rozwój UKF wymagał współdziałania organizacyjnego UKF-owców. Tak powstała potrzeba organizowania spotkań organizacyjno-technicznych. Śledząc problematykę poszczególnych zjazdów spostrzega się historię zmagań organizacyjnych i postępu technicznego w tej specjalności radioamatorstwa.

1.2 Organizacja działalności sportowo-technicznej przy pracy w pasmach UKF w Polsce

Działalnością sportowo-techniczną w pasmach UKF w Polsce kieruje Polski Klub UKF PZK, spełniający funkcję kolektywnego UKF Managera. PK UKF zrzesza wprawdzie tylko 150 członków, którzy spełnili określone wymagania, lecz działaniem swoim stymuluje aktywność wszystkich pozostałych UKF-owców w kraju. Wynika to z regulaminu PK UKF i jego praktycznej działalności w zakresie organizowania sportu UKF i tworzenia norm amatorskiego wykorzystywania pasma UKF w Polsce.

1.2.1 Regulamin PK UKF

Regulamin ten został uchwalony na XX Zjeździe PK UKF i zatwierdzony na Plenum ZG PZK 15 grudnia 1979 r.

1. Polski Klub UKF jest klubem specjalistycznym, grupującym członków PZK zainteresowanych teoretycznie i praktycznie dziedziną radiokomunikacji amatorskiej na falach ultrakrótkich.
2. W stosunkach międzynarodowych Polski Klub UKF używa nazwy „SP-VHF-Club".
3. Celem działalności Polskiego Klubu UKF jest:
   3.1. Organizowanie działalności na polu UKF w ramach PZK;
   3.2. Wzajemne zbliżenie członków PZK, zainteresowanych radiokomunikacją UKF, w celu ułatwienia wymiany wiadomości i doświadczeń technicznych;
   3.3 Udzielanie pomocy członkom w ich pracach technicznych i techniczno-sportowych a szczególnie w pracach o aspekcie twórczym, rozwijającym postęp techniczny i mających znaczenie dla gospodarki narodowej i obronności kraju;
   3.4. Propagowanie ważnej dla gospodarki narodowej i postępu technicznego dziedziny UKF wśród społeczeństwa, a szczególnie wśród młodzieży o zainteresowaniach radioamatorskich;
   3.5. Rozpowszechnianie osiągnięć technicznych i teczniczno-sportowych członków klubu w kraju i za granicą;
   3.6. Rozpowszechnianie wśród członków informacji o istotnych osiągnięciach zagranicznych w tej dziedzinie;

3.7. Stwarzanie wszelkiego rodzaju warunków i bodźców do twórczego, technicznego i sportowego wysiłku w dziedzinie UKF;

3.8. Współpraca z zainteresowanymi władzami i instytucjami;

3.9. Współpraca z pokrewnymi ugrupowaniami amatorskimi za granicą.

4. Cele wymienione w p. 3 klub realizuje przez:

4.1. Organizowanie imprez, zjazdów, odczytów, spotkań, kursów, wystaw i publikacji oraz udział w imprezach organizowanych przez inne stowarzyszenia lub instytucje;

4.2. Organizowanie zawodów i konkursów;

4.3. Wnioskowanie do ZG PZK o nagradzanie wybitnych osiągnięć twórczych, konstrukcyjnych, technicznych i sportowych;

4.4. Organizowanie wyjazdów członków za granicę i przyjazdów amatorów zagranicznych;

4.5. Stosowanie wszelkich innych dostępnych środków, zgodnych z prawem, statutem PZK i niniejszym regulaminem.

5. Uczestnicy Klubu dzielą się na: kandydatów, członków zarejestrowanych, członków rzeczywistych, członków honorowych. Pełne prawa członkowskie, a w szczególności czynne i bierne prawo wyborcze, mają tylko członkowie rzeczywiście Klubu.

5.1. Kandydatem na członka klubu może zostać radioamator, który spełnił jeden z poniższych warunków:

5.1.1. Posiada własną stację UKF i był co bajmniej trzy razy klasyfikowany w zawodach UKF;

5.1.2. Posiada własną stację UKF i potwierdzone 30 QTH lok. w pasmie 144 MHz, lub 10 QTH lok. w pasmie 432 MHz, lub 3 QTH lok. w pasmie 1296 MHz.

Uwaga: klasyfikację w zawodach uznaje się, jeśli w tych zawodach przeprowadzono co najmniej 20 łączności w pasmie 144 MHz, lub 7 łączności w pasmie 432 MHz, lub 3 łączności w pasmie 1296 MHz. Staż kandydacki nie może przekroczyć 3 lat.

5.2. Członkiem rzeczywistym może zostać członek PZK, który spełnił wszystkie poniższe warunki:

5.2.1. Posiada własną czynną stację UKF;

5.2.2. Osiągnął na własnym sprzęcie ODX co najmniej: w pasmie 144 MHz — 450 km, lub w pasmie 432 MHz — 150 km, lub w pasmie 1296 MHz — 50 km;

5.2.3. Przeprowadził na własnym sprzęcie łączności z różnymi stacjami UKF na łączną odległość 30 000 km, z czego w roku poprzedzającym złożenie wniosku co najmniej: 5 000 km;

Stosuje się przelicznik pasmowy:
w pasmie 144 MHz za 1 km odległości zalicza się 1 km,
w pasmie 432 MHz za 1 km odległości zalicza się 3 km,
w pasmie 1296 MHz za 1 km odległości zalicza się 9 km,
powyżej 1,3 GHz za 1 km odległości zalicza się 20 km.

5.3. Członek rzeczywisty obowiązany jest utrzymywać stałą aktywność w pracy na pasmach UKF. Warunkiem zachowania członkostwa rzeczywistego jest powtórzenie w okresie co dwa lata osiągnięć jak w p. 5.2.2. i uzyskanie łącznej odległości liczonej jak w p. 5.2.3. — 10 000 km.

5.4. Każdy członek rzeczywisty i honorowy z chwilą przyjęcia jest zarejestrowany w „Księdze wieczystej" członków PK UKF. Członek rzeczywisty, który nie spełni wymagań p. 5.3. pozostaje członkiem zarejestrowanym PK UKF, a członkiem rzeczywistym staje się ponownie po zawiadomieniu zarządu klubu o spełnieniu wymagań p. 5.3. Przed każdym zjazdem PK UKF, zarząd publikuje aktualną listę członków rzeczywistych PK UKF.

5.5. Członkiem honorowym PK UKF może zostać:

5.5.1. Radioamator zagraniczny, który spełnił jeden z poniższych warunków:

a — przeprowadził łączności UKF w pasmie 144 MHz z 7 okręgami SP, lub 432 MHz z 4 okręgami SP, lub 1296 MHz z 3 okręgami SP lub powyżej 1,3 GHz z 2 okręgami SP, lub

b — przeprowadził ze swojego kraju jako pierwszy łączność UKF z Polską na danym pasmie i określonym rodzajem propagacji (troposferycznej, meteorowej, zorzowej, księżycowej).

Członkostwo honorowe nadawane jest jedynie w przypadku pisemnego wystąpienia zainteresowanego do Zarządu PK UKF. Radioamator polski, który przyczynił się do nawiązania pierwszej łączności z SP powinien powiadomić radioamatora zagranicznego o spełnieniu podstawowego warunku członkostwa honorowego Klubu.

5.5.2. Radioamator polski, który przyczynił się wybitnie do rozwoju dziedziny UKF. Wniosek w sprawie nadania członkostwa honorowego dla radioamatora polskiego może postawić każdy zarejestrowany członek PK UKF.

Członkostwo honorowe nadawane jest dla radioamatorów polskich na Zjazdach PK UKF.

5.6. We wszystkich wymaganiach podanych w p. 5.1 do 5.5. nie zalicza się łączności przeprowadzonych przez aktywne przekaźniki naziemne i satelitarne. Stosowanie własnej stacji z elementami zdalnie sterowanymi nie stanowi przeszkody w zaliczeniu łączności.

6. Wniosek o przyjęcie do Polskiego Klubu UKF składa się na piśmie na ręce sekretarza klubu. Zarząd powinien załatwić wniosek najpóźniej w czasie dwóch miesięcy.

7. Klubem kieruje zarząd składający się z przewodniczącego, sekretarza i trzech członków. Zarząd jest wybierany w głosowaniu tajnym na kadencję zgodną ze statutową kadencją Zarządu Głównego PZK. Przewodniczący Zarządu PK UKF piastuje z urzędu funkcję UKF Managera w ZG PZK.

8. Wraz z zarządem klubu wybierana jest trzyosobowa komisja rewizyjna klubu. Komisja rewizyjna klubu podlega Komisji Rewizyjnej ZG PZK.

9. Nadzór nad działalnością PK UKF sprawuje Zarząd Główny PZK, który też zapewnia mu odpowiednią bazę prawną i materialną.

10. Uchwały Zjazdu Polskiego Klubu UKF są ważne, jeśli zostały podjęte zwykłą większością głosów członków rzeczywistych. Wybory są ważne, jeśli zostały przeprowadzone w wyniku głosowania co najmniej 2/3 liczby członków rzeczywistych klubu.

Zarząd co najmniej na 1 miesiąc przed Zjazdem ogłasza listę członków rzeczywistych klubu.

11. We wszystkich sprawach nie określonych niniejszym regulaminem stosuje się odpowiednie przepisy wynikające ze statutu PZK.

Załącznik Nr 1.

Zakres czynności członków Zarządu Polskiego Klubu UKF

1. Przewodniczący

kieruje pracą zarządu, rozdziela zadania członkom, jest odpowiedzialny wobec władz PZK za pracę zarządu i członków klubu, reprezentuje klub na zewnątrz.

2. Sekretarz

prowadzi całość prac administracyjnych klubu według wskazówek przewodniczącego, a w szczególności prowadzi sprawy członkowskie klubu i utrzymuje kontakt z sekretarzem ZG PZK.

3. Manager techniczny

przewodniczy komisji technicznej klubu, prowadzi informację techniczną, czuwa nad rozwojem i poziomem technicznym polskich stacji UKF, wykonuje zadania techniczne zlecone przez przewodniczącego.

4. Manager sportowy

przewodniczy komisji sportowej klubu, opracowuje projekty regulaminów zawodów i konkursów, organizuje sędziowanie zawodów i obliczanie wyników, prowadzi ewidencję, jest odpowiedzialny za publikowanie sportowych wyników członków klubu, wykonuje inne zadania zlecone przez przewodniczącego.

5. Manager gospodarczy

prowadzi sprawy gospodarcze i finansowe klubu, zgodnie z wytycznymi przewodniczącego.

Załącznik 2

Tryb wyboru władz Polskiego Klubu UKF

1. Wybory do zarządu PK UKF odbywają się zgodnie z p. 7 regulaminu PK UKF na Zjeździe PK UKF.

2. Czynne i bierne prawo wyborcze mają członkowie rzeczywiści klubu.

3. Wybory są prawomocne, jeśli wzięło w nich udział przynajmniej 2/3 uprawnionych członków.

4. Kandydatów zgłasza się listem poleconym sekretarzowi klubu na 2 miesiące przed terminem wyborów. Do umieszczenia na liście kandydatów potrzebna jest zgoda osoby proponowanej.

5. Sekretarz sporządza listę kandydatów i rozsyła ją wraz z blankietami do głosowania wszystkim uprawnionym członkom nie później niż na 30 dni przed terminem wyborów, publikując jednocześnie listę w oficjalnych środkach przekazu ZG PZK.

6. Głosujący wysyłają wypełnione kartki wyborcze poleconym listem na 7 dni przed terminem głosowania lub oddają osobiście na zjeździe. Ważne są tylko głosy oddane na kandydatów zgłoszonych w trybie podanym w pkt. 4 i 5. Niewypełnienie kartki uważane jest za wstrzymanie się od głosu.

7. Wyniki sprawdza wybrana na Zjeździe PK UKF 3-osobowa komisja skrutacyjna. Komisja ta przyjmuje sprawozdanie sekretarza o przygotowaniu wyborów, bada dokumenty, sprawdza zachowanie terminów i uprawnienia głosujących, bada ew. skargi i zażalenia dotyczące wyborów, a następnie:

a — otwiera koperty z nadesłanymi kartkami wyborczymi,

b — łączy nadesłane kartki wyborcze z kartkami doręczonymi na zjeździe,

c — ogłasza znaki osób, od których wpłynęły korespondencyjne kartki wyborcze; w razie reklamacji bada okoliczności i sporządza protokół,

d — oblicza wyniki wyborów, sporządza i ogłasza protokół o przeprowadzeniu i wynikach wyborów najpóźniej na 3 godziny przed zakończeniem Zjazdu.

8. Blankiety wyborcze, inne dokumenty wyborcze i protokóły komisji skrutacyjnej przekazywane są do archiwum ZG PZK.

1.2.2 Dyplomy PK UKF

1. Pierwsza łączność z nowym krajem

Dyplom wydawany jest osobno dla każdego pasma i każdego rodzaju propagacji, tj.: troposferycznej, zorzowej, meteorowej i księżycowej za pierwszą łączność stacji polskiej z nowym krajem.

2. Rekordowa odległość

Dyplom wydawany jest osobno dla każdego pasma i każdego rodzaju propagacji za uzyskanie potwierdzonej łączności na odległość większą niż dotąd zarejestrowany rekord odległości stacji SP.

3. Osiągnięta liczba pól QTH, obecnie pól cyfrowych locatora.

Dyplom wydawany jest osobno dla każdego pasma UKF i niezależnie od rodzaju propagacji za:

w pasmie 144 MHz: 100, 150, 200 itd. co 50 QTH lok.
432 MHz: 60, 90, 120 itd. co 30 QTH lok.
1296 MHz: 10, 20, 30 itd. co 10 QTH lok.
10 GHz: 5, 10, 15 itd. co 5 QTH lok.

Warunkiem uzyskania dwóch pierwszych dyplomów jest:

— zawiadomienie Zarządu Klubu w ciągu 7 dni o dokonaniu łączności z nowym dla SP krajem, lub łączności na rekordową odległość;
— przedłożenie do wglądu w ciągu jednego roku karty QSL lub innego dowodu przeprowadzenia łączności z podaniem daty, czasu, rodzaju propagacji i QTH;
— złożenie oświadczenia o dotrzymaniu w czasie łączności wymagań określonych licencją.

Pierwsze łączności z Polską — stan z 8.3.1981 wg SP4ERZ

144 MHz — Troposferyczne			144 MHz — meteorowe		
1. OK1KCB/p	SP3UAB	03.07.54	1. G3LTF	SP5SM	11.03.61
2. DL7FS	SP3PD	25.07.54	2. LZ1DW	SP5SM	06.06.63
3. OE3AS/p	SP2KAC/p	05.07.55	3. ON4TQ	SP5SM	17.11.63
4. HG5KBA/p	SP8AG/p	07.07.56	4. F8DO	SP5FM	01.08.64
5. YU3EN/EU	SP5FM/EL	07.09.56	5. HB9RG	SP5FM	12.08.64
6. SM5ANB	SP5FM/1	07.09.57	6. PA0OKH	SP5FM	
7. OZ5BB	SP5FM/1	07.09.57	7. YU1EXY	SP6XA	20.10.64
8. DM2AIO	SP3PD	07.07.58	8. LX1SI	SP2RO	14.11.65
9. RB5KMX	SP5AU	07.09.59	9. SV1AB	SP2RO	21.05.66
10. G5YV	SP6CT	28.10.58	10. DM2CFM	SP2RO	15.12.66
11. PA0AGJ	SP6CT	28.10.58	11. UO5KAA	SP2RO	03.01.67
12. ON4BZ	SP6CT	28.10.58	12. YO7VS	SP2RO	12.08.67
13. LA8MC	SP6CT	29.10.58	13. HG2KRD	SP2RO	13.12.67
14. HB1LE	SP6CT	05.07.59	14. SM3BIU	SP2DX	22.10.74
15. UP2ABA	SP5SM	18.12.61	15. GW3ZTH	SP2DX	14.12.74
16. OH0RJ	SP5FM	08.10.62	16. DK4TG	SP2DX	14.12.74
17. UA1DZ	SP5ADZ	09.10.62	17. I4BER	SP2DX	04.05.75
18. OH3RG	SP5SM	09.10.62	18. UA4NM	SP2DX	13.08.75
19. UR2CB	SP2AOZ	09.10.62	19. OE3UP	SP2DX	13.12.75
20. UA2AAB	SP2AOZ	03.12.62	20. UA9GL	SP2DX	13.12.75
21. UC2AA	SP5SM	26.10.63	21. M1C	SP5JC	03.01.76
22. UQ2KAA	SP2RO	11.06.64	22. GC3YIZ	SP5JC	07.07.76
23. F1RL/p	SP5KAB/8	05.07.65	23. SK6AB/OY	SP5JC	12.08.77
24. YO5KAS	SP8KAQ/8	02.07.67	24. LA1K	SP1CNV	12.08.77
25. OH0MA	SP1JX	29.10.71	25. EA3PL	SP1CNV	12.08.77
26. I4AGF	SP9FG	12.08.72	26. GM4CXP	SP2DX	08.11.77
27. DJ7HC/HB0	SP6LB/6	02.09.73	27. OH9RH	SP2DX	12.12.77
28. GM3BQA	SP3BLR	05.02.75	28. GI8KNV	SP5JC	13.12.77
29. GD3FLH	SP6FUN	25.10.75	29. 9H1CD	SP5JC	18.07.79
30. GW3NNF/p	SP3BLR	27.10.75	30. GD6UQ/p	SP2DFW	08.08.79
31. EA3LL	SP7IUO	28.06.76	31. HB0BBD	SP2DX	11.08.79
32. LX1SI	SP9AFI	14.10.77	32. F6CT/FC	SP5JC	12.08.79
33. EI6AS	SP9APC	06.78	33. RB5JAX	SP5JC	22.08.79
34. SV1GA	SP9AI		34. EA6AU	SP2BMX	14.12.79
35. 9H1CD	SP2BMX	03.06.79	35. EI2VAH/2	SP2DX	10.08.80
36. EA6AU	SP2FWF				

144 MHz — zorzowe			144 MHz — zorzowe		
1. SM6BTT	SP3PD	04.09.58	10. LA3AA	SP5PRG	
2. DM2ABK	SP3PD	04.09.58	11. GW2HIY	SP2RO	26.05.67
3. OZ3NH	SP3DP	04.09.58	12. PA0FB	SP2RO	26.05.67
4. DL7QS	SP3PD	05.09.58	13. ON4TQ	SP2RO	26.05.67
5. GM3EGW	SP3GZ	07.10.60	14. UP2CL	SP1JX	01.11.68
6. UR2BU	SP5SM	28.10.61	15. G3BA	SP1JX	02.11.68
7. UA1NA	SP2A OZ	29.10.63	16. F9FT	SP2RO	23.03.69
8. OH2BAA	SP2A OZ	30.10.63	17. EI6AS	SP2RO	24.03.69
9. OH0RJ	SP2A OZ	30.10.63	18. UQ2NX	SP2A OZ	01.04.73

19. HB9QQ	SP1JX	15.09.74
20. GD3YEO	SP2AOZ	11.01.76
21. UC2AAB	SP2EFO	01.04.76
22. LX1DB	*)	29.09.78
23. OE5JFL	SP1II	29.09.78
24. GI3TLT	SP2PZH	25.11.78
25. OK2PGM	SP2DX	19.12.80
26. YU2EZA	SP2DX	19.12.80
27. HGØKLZ	SP2DX	19.12.80

*) zgłosili SP1JX i SP2DX

Statystyka z pasma 144 MHz	
1. SP2DX	14 rekordów
2. SP2RO	12 rekordów
3. SP2A OZ	7 rekordów
3. SP5JC	7 rekordów
3. SP5FM	7 rekordów
3. SP5SM	7 rekordów
7. SP3PD	6 rekordów
8. SP6CT	5 rekordów

432 MHz — Troposferyczne		
1. OK2KOZ	SP5KAB/p	04.07.54
2. DM3KML/p	SP6XU/p	04.07.59
3. UP2ON	SP5BR	14.09.67
4. DJ4YJ/p	SP6LB/p	03.08.69
5. RQ2GCR/RA2	SP2RO	11.07.70
6. OE3XUA/p	SP6LB	10.10.70
7. HB9RG	SP6LB	11.10.70
8. UR2HD	SP2RO	11.07.71
9. SM5LE	SP2RO	11.07.71
10. UA 1WW	SP2DX	07.10.72
11. OZ1 OZ	SP6LB	07.10.72
12. OH2BEW	SP2DX	08.10.72
13. RB5WAA	SP6BPR	07.07.73
14. GM3ZSS	SP6BPR	28.10.75
15. UQ2IV	SP2AOZ	24.08.76
16. PAØJOZ	SP9FG	14.10.77
17. G3LQR	SP9FG	14.10.77
18. ON5GF	SP9FG	14.10.77
19. LX1SI	SP9FG	14.10.77
20. F9FT	SP9AFI	14.10.77
21. UC2A BN	SP2AOZ	17.10.77
22. HG5AIR	SP9FG	18.10.77
23. YU2RDU	SP9AFI	05.11.77
24. OHØNB	SP2AOZ	27.03.78
25. IW4AHX/6	SP6BTI/6	06.07.80

432 MHz — Zorzowe		
1. SMØDFP	SP5JC	06.04.77
2. PAØWWM	SP1DSU	19.12.80
3. LA9DL	SP2AOZ	06.02.61

Statystyka z pasma 432 MHz	
1. SP9FG	5 rekordów
2. SP2AOZ	4 rekordy
3. SP6LB	4 rekordy
4. SP2RO	3 rekordy
5. SP2DX	2 rekordy
5. SP6BPR	2 rekordy
5. SP9AFI	2 rekordy

1296 MHz — troposferyczne		
1. OK1AIY	SP6LB/6	03.07.77
2. SP2JPG	SP2DDV	18.02.78
3. DL7YCA	SP6LB/6	07.10.78
4. OZ7IS	SP9AFI/9	08.10.78

10 GHz		
1. DM2DPL	SP3BLR	28.04.79
2. SP5JC	SP9AFI/5	05.79

Ponadto:

— nie zalicza się łączności dokonanych za pośrednictwem ogólnie dostępnych przekaźników aktywnych naziemnych i w kosmosie;

— stosowanie zdalnie sterowanych elementów własnej stacji zgodnie z pozwoleniem nie stanowi przeszkody w zaliczaniu łączności;

— nie stawia się wymagań, by sprzęt, na którym przeprowadzono łączność stanowił własność operatora, lecz nie uznaje się łączności przeprowadzonych na sprzęcie klubowym na terenie klubu.

W celu uzyskania pierwszy raz dyplomu za liczbę QTH lok. należy przedłożyć karty QSL z zestawieniem w dwóch egzemplarzach. Przy ponownym ubie-

Tablica 1.2.2

Kolejne rekordy odległości

144 MHz troposferyczne

1. SP5KAB/p				04.07.54	278 km
2. SP2KAC/p				56	279 km
3. SP5FM/EL		YU3EN/EU		07.10.56	480 km
4. SP3PD		DL3YBA		05.07.58	486 km
5. SP6CT/p		G3YV		28.10.58	1200 km
6. SP3GZ		UA1DZ		62	1230 km
7. SP5KAB/8		F1EL		05.07.65	1620 km
8. SP5JC		G3CHN		27.09.75	1740 km
9. SP7IUO	JL18e	EA3LL	AB56b	28.05.76	1809 km
10. SP9GKM		EA5NY		10.07.78	1948 km
11. SP9AI	JJ16g	EA7PZ	XX41f	79	2291 km

144 MHz zorzowe

1. SP3PD		SM6BTT		04.09.58	1140 km
2. SP3GZ		GM3EGW		07.10.60	1350 km
3. SP1JX		EI5BH		24.03.69	1622 km
4. SP2RO		EI6AS		24.03.69	1660 km
5. SP5JC		G3CHN		26.03.76	1740 km

144 MHz — meteorowe

1. SP5SM		G3LTF		11.03.61	1410 km
2. SP9ANH		G5YV		62	1460 km
3. SP5FM		G5YV		64	1490 km
4. SP2RO		SV1AB		21.05.66	1870 km
5. SP2DX	JO43c	UA9CL		14.12.75	2337 km

432 MHz — troposferyczne

1. SP5KAB/p		OK3DG/p		05.07.54	190 km
2. SP5KAB/p		OK1KRC		06.55	285 km
3. SP6XU/p		OK1KSO		04.07.59	290 km
4. SP5BR		UP2ON		14.09.67	360 km
5. SP9FG		OK1BMW/p		28.06.70	416 km
6. SP2RO		SP9FG		11.10.70	587 km
6. SP9FG		SP2RO		11.10.70	587 km
7. SP6LB/6	HK29b	HB9RG	EH63b	11.10.70	652 km
8. SP9FG	JJ70b	DCØDK		20.09.71	752 km
9. SP9FG	JJ70b	DBØAFZ	FO51b	01.10.71	881 km
10. SP6LB/6	HK29b	OH2BEW	MU66a	08.10.72	1208 km
11. SP6BPR		GM3ZSS		28.10.75	1405 km

432 MHz — zorzowe

1. SP5JC		SMØDFP		06.04.77	
2. SP5JC	KM56f	SK6AB	FR30c	25.11.78	826 km

1296 MHz

1. SP6LB/6	HK29b	OK1AIY/p	HK18b	03.07.77	15 km
2. SP9AFI/9	JJ16f	OK1AIB/p	HK29b	02.07.78	255 km
3. SP9AFI/9	JJ16f	OZ7IS	GP22j	08.10.78	798 km

Tablica 1.2.2 cd.

10 GHz			
1. SP3BLR	DM2DPL	28.04.79	20 km
2. SP9AFI/9	OK3	79	35 km

Statystyka z 4 pasm:

po 4 rekordy mają: SP5JC i SP9FC
po 3 rekordy mają: SP2RO, SP6LB, SP9AFI
po 2 rekordy mają: SP3PD, SP3GZ, SP5FM.

Tablica 1.2.3

Tablica rekordów I regionu IARU na dzień 1981-12-31

(wg. QTC 7/8:1982)

50 MHz		ZB2BL		JA1BK		?	1980-04-10	11 000 km
70 MHz	Tropo	GM3WOJ	Xo26e	GJ3WMR	YJ60e	SSB	1978-08-12	628 km
	Aurora	G30SS	ZL40h	GM3JFG	XR40c	SSB	1978-08-28	709 km
	Meteor	G3SPJ	AL41a	GM3JFP	XR40c	CW	1978-12-13	728 km
	ES	G5MR		CN8MG		CW	1960-05-25	2 000 km
144 MHz	Tropo	EA8XS	SO73d	DG8EXI	XO77h	?	1981-09-04	3 025 km
	Aurora	G3CHN	YK61a	LZ2KBI	LD24e	CW	1981-07-26	2 138 km
	Meteor	GW4CQT	YL25d	UW6MA	TH69c	CW	1977-08-12	3 099 lkm
	F2TE	I4EAT	FE60f	ZS3B		CW	1979-03-30	7 788 km
	EME	SM7BAE	GP26d	ZL1AZR		CW	1969-03-04	17 523 km
432 MHz	Tropo	EA7PZ	XXO5c	I2KSX/8	HY40h	SSB	1980-08-02	1 824 km
	Aurora	SM5CUI	ITO9b	UA3ACY	SP28j	CW	1975-11-09	1 260 km
	Meteor	SK6AB	FR30c	SM2AID	LZ32h	CW	1977-08-12	1 033 km
	EME	I5MSH	FD17f	ZL2BCG		CW	1979-10-06	18 438 km
1,3 GHz	Tropo	G3AUS	YK23j	OK1AIY	HK28d	CW	1980-10-03	1 360 km
	EME	PAØSSB		VK3AKC		SSB	1975-02-22	16 640 km
2,3 GHz	Tropo	DL7QY	FJ61a	SM6HYG	FS58f	CW	1981-07-31	1 010 km
	EME	PAØSSB		W6YFK		CW	1981-04-05	8 860 km
3,4 GHz	Tropo	DCØDA	DL38e	G3LQR	AM67b	CW	1979-11-29	430 km
5,7 GHz	Tropo	HB9AJF	EH57d	HB9MDP	DG13b	FM	1981-08-01	218 km
10 GHz	Tropo	IØSNY	JA63h	I3SOY	FG50j	?	1981-07-12	869 km
24 GHz	Tropo	HB7AKR	BH57d	HB9MDN	DH66f	FM	1979-10-06	177 km

Tablica 1.2.4

Współzawodnictwo liczby QTH[1] 4/84

144 MHz	001	Y22ME	541	432 MHz	001	DL7QY	198
	072	SP6FUN	284		136	SP1JX	76
	090	SP5JC	266		175	SP9FG	63
					179	SP6AZT	62
	140	SP9AI	231	1,3 GHz	001	PAØE2	88
	206	SP5AD	193		155	SP6LB	11
	210	SP9EWU	192				

[1] Według czasopisma „Dubus" Nr 4, 1984 r.

ganiu się o dyplom, wystarczy przedłożenie kopii zestawienia i uzupełniających kart z dodatkowym zestawieniem. Zgłoszenie uzyskania łączności z nowym krajem lub rekordowej odległości są publikowane przez PK UKF. Zastrzeżenia do powyższych osiągnięć muszą być zgłaszane w ciągu 2 tygodni od daty ich opublikowania, a udokumentowanie zastrzeżenia powinno nastąpić w ciągu 1 roku od daty opublikowania osiągnięcia. Po tym terminie zastrzeżenie zostaje oddalone.

W przypadku złośliwego składania zastrzeżeń Zarząd Klubu może podjąć decyzję o zastosowaniu środków dyscyplinarnych.

1.2.3 Regulamin zawodów subregionalnych UKF

(przyjęty na XXI Zjeździe PK UKF w Pilchowicach 1980 r.)

1. Zawody odbywają się w pierwszy weekend marca, maja i lipca każdego roku.
2. Czas pracy: od soboty godz. 14.00 UT do niedzieli godz. 14.00 UT[1].
3. Emisje: wszystkie dozwolone licencją.
4. Pasma: 144, 432 MHz (UKF) oraz 1,3 i 10 GHz (MKF).
5. W czasie zawodów z jedną stacją można nawiązać tylko jedno ważne połączenie w danym pasmie. Powtórzenie połączenia należy jednak wpisać do dziennika odpowiednio zaznaczając.
6. Wymiana raportów: RST wzgl. RS + numer kolejny QSO zaczynając od 001 oraz locator. Numeracja ciągła, bez względu na pasmo.
7. Punktacja[2]: za połączenie ze stacją z własnego dużego pola QTH w pasmie 144 MHz liczy się jeden punkt, za połączenie ze stacją z sąsiedniego pola liczy się dwa punkty itd. wg schematu:

13	12	12	12	11	11	11	10	10	10	10	10	11	11	11	12	12	12	13
12	11	11	11	10	10	10	9	9	9	9	9	10	10	10	11	11	11	12
12	11	10	10	9	9	9	8	8	8	8	8	9	9	9	10	10	11	12
12	11	10	9	8	8	8	7	7	7	7	7	8	8	8	9	10	11	12
12	10	9	8	7	7	7	6	6	6	6	6	7	7	7	8	9	10	12
12	10	9	8	7	6	6	5	5	5	5	5	6	6	7	8	9	10	12
12	10	9	8	7	6	5	4	4	4	4	4	5	6	7	8	9	10	12
12	10	9	8	6	5	4	3	3	3	3	3	4	5	6	8	9	10	12
12	10	9	8	6	5	4	3	2	2	2	3	4	5	6	8	9	10	12
12	10	9	8	6	5	4	3	2	1	2	3	4	5	6	8	9	10	12
12	10	9	8	6	5	4	3	2	2	2	3	4	5	6	8	9	10	12
12	10	9	8	6	5	4	3	3	3	3	3	4	5	6	8	9	10	12
12	10	9	8	7	6	5	4	4	4	4	4	5	6	7	8	9	10	12
12	10	9	8	7	6	6	5	5	5	5	5	6	6	7	8	9	10	12
12	10	9	8	7	7	7	6	6	6	6	6	7	7	7	8	9	10	12
12	11	10	9	8	8	8	7	7	7	7	7	8	8	8	9	10	11	12
12	11	10	10	9	9	9	8	8	8	8	8	9	9	9	10	10	11	12
12	11	11	11	10	10	10	9	9	9	9	9	10	10	10	11	11	11	12
13	12	12	12	11	11	11	10	10	10	10	10	11	11	11	12	12	12	13

[1] Na konferencji I Regionu IARU w Brighton w 1981 r. przyjęto zalecenie organizowania zawodów UKF w godzinach 14.00—14.00 UT zamiast 16.00—16.00 UT celem umożliwienia ekspedycjom górskim powrót do dolin przed zapadnięciem zmierzchu.

[2] Punktacja taka stosowana jest ponadto w zawodach aktywności SPAC, zawodach „Zwycięstwa nad faszyzmem" i w niektórych innych zawodach. Przerwy w ciągu liczbowym w punktacji wynikają z dążenia do maksymalnego zbliżenia liczby punktów w proporcji do odległości promieniowej, niezależnej od kierunku.

8. Wynik końcowy jest sumą uzyskaną za wszystkie połączenia w zawodach na danym pasmie, pomnożoną przez liczbę dużych pól QTH, z jakimi pracowano na danym pasmie w czasie zawodów.

9. W pasmach ponad 144 MHz liczbę punktów za QSO mnoży się następująco:

za połączenie w pasmie 432 MHz razy 3,
1,3 GHz razy 10,
10 GHz razy 20.

10. Wynik ogólny zawodnika jest sumą punktów uzyskanych na wszystkich pasmach na jakich zawodnik pracował w czasie zawodów.

11. Kategorie: A. Kategoria z jednym operatorem, właścicielem danego znaku, wywoławczego, bez pomocników, B. wszystkie pozostałe stacje, w tym klubowe.

12. Dwa błędy w raporcie lub QTH powodują unieważnienie danego QSO.

13. Dzienniki zawodów należy przesyłać w terminie 10 dni po zawodach do Managera Sportowego PK UKF.

14. Nasłuchowcy muszą w dziennikach zawodów uwidocznić znak odebranej stacji, znak stacji, z którą wymieniona stacja pracowała i jej QTH.

Punkty oblicza się tak samo jak dla nadawców, przyjmując za podstawę pole QTH stacji słyszanej. Znak tej samej stacji nie może się powtarzać częściej jak raz na 20 nasłuchów.

15. Za czołowe miejsca w zawodach przewiduje się dyplomy.

Zawody I Regionu IARU

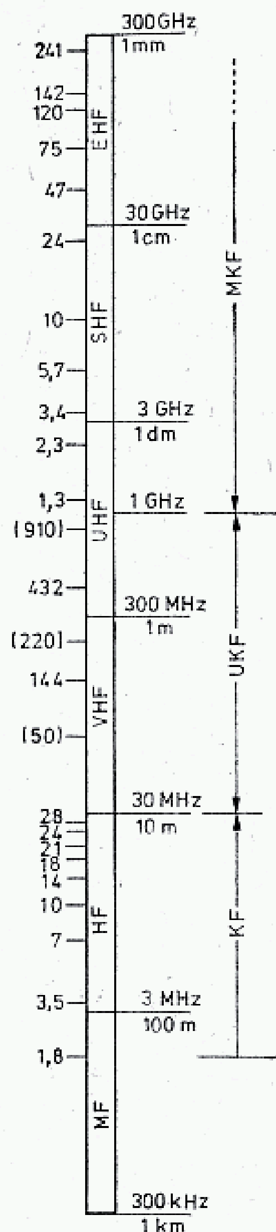
Zawody te mają regulamin podobny do wyżej podanego. Odbywają się one w pierwszy weekend:

września — 144 MHz SSB i CW,
października — 432 i wyższe, SSB i CW,
listopada — wszystkie pasma, lecz tylko CW.

W zawodach tych stosuje się odrębne klasyfikowanie w każdym pasmie stosując punktację 1 km = 1 pkt, bez mnożnika. Ponadto stosowana jest konkurencja „all band" otrzymywana przez zsumowanie wyników z pasm uzyskanych w zawodach wrześniowych i październikowych. Zawody te są prowadzone kolejno przez organizacje wchodzące w skład I Regionu IARU. Zawody listopadowe noszą nazwę Marconi Contest, są rozliczane przez radioamatorów włoskich i to najczęściej tylko w pasmie 144 MHz. W zawodach IARU stacje zwycięskie w każdym kraju otrzymują dyplomy.

1.3 Międzynarodowe przepisy dotyczące służby amatorskiej

Pasma amatorskie są przyznawane przez poszczególne administracje krajowe w ramach międzynarodowego przydziału częstotliwości dla różnych służb. Ostatnia Światowa Administracyjna Konferencja Radiowa — WARC — 79 w Genewie dokonała licznych zmian i uzupełnień w dotychczasowym przydziale częstotliwości (rys. 1.1). W wielu przypadkach służba amatorska otrzymała przydziały na zasadzie pierwszeństwa (Primary — PRI), w niektórych na zasadzie drugorzędności (SEC). Przydziały te różnią się w poszczególnych regionach oraz mają liczne terytorialne ograniczenia w postaci klauzul. Bliższe szczegóły z WARC 79 można znaleźć w sprawozdaniu SP5FM, który był oficjalnym przedstawicielem I Regionu IARU [2]. Dla ułatwienia podano wyciąg z dokumentów WARC 79 [4] określających między innymi definicje służby amatorskiej, stawiane wymagania oraz przydziały pasm.



1.1. Częstotliwości pasm amatorskich i ich skróty

Definicje (Nairobi 1982)

Art. 1.53. Służba amatorska: służba radiokomunikacyjna mająca na celu samokształcenie, wzajemną łączność i studia techniczne dokonywane przez amatorów, to jest przez należycie upoważnione osoby zainteresowane techniką radiową jedynie dla celów osobistych i bez korzyści materialnych.

Art. 1.54. Amatorska służba satelitarna: służba radiokomunikacyjna stosująca stacje kosmiczne umieszczone na satelitach Ziemi dla tych samych celów jak służba amatorska.

Regulamin Radiokomunikacyjny w art. 32 określa następujące wymagania odnośnie Służby Amatorskiej i Amatorskiej Służby Satelitarnej:

Dział I. Służba Amatorska.

§ 1. Radiokomunikacja między amatorskimi stacjami różnych krajów jest wzbroniona, jeśli administracja jednego z krajów zainteresowanych zgłosi swój sprzeciw.

§ 2.(1). Jeśli łączność między stacjami amatorskimi różnych krajów jest dozwolona, to powinna być ona prowadzona w języku jawnym i ograniczać się do wiadomości natury technicznej, odnoszących się do prób i uwag o charakterze ściśle osobistym, który ze względu na ich małe znaczenie niewątpliwie nie byłyby kierowane przez publiczną służbę telekomunikacyjną.

(2). Bezwzględnie jest zabronione wykorzystywanie stacji amatorskich dla przekazywania korespondencji międzynarodowej pochodzącej od lub przeznaczonej dla osób trzecich.

(3). Powyższe postanowienia mogą być zmienione w drodze specjalnych uzgodnień między administracjami zainteresowanych krajów.

§ 3.(1). Osoba starająca się o zezwolenia na obsługiwanie aparatury stacji amatorskiej musi udowodnić, że jest w stanie prawidłowo nadawać ręcznie i prawidłowo odbierać na słuch teksty znakami w kodzie Morse'a. Jednakże zainteresowane administracje mogą nie wymagać zastosowania tego przepisu w przypadku stacji, które używają wyłącznie częstotliwości powyżej 30 MHz.

(2). Administracje przedsięwezmą takie środki, jakie uznają za konieczne celem sprawdzenia kwa-

lifikacji operatorskich i technicznych każdej osoby, zamierzającej obsługiwać aparaturę stacji amatorskiej.

§ 4. Moc maksymalna stacji amatorskich powinna być ustalona przez zainteresowane administracje, biorąc pod uwagę kwalifikacje techniczne operatorów i warunków w jakich stacje będą pracować.

§ 5.(1). Wszystkie przepisy ogólne ustalone w konwencji i niniejszym Regulaminie mają zastosowanie do stacji amatorskich. W szczególności częstotliwość emitowana powinna być stała i wolna od fałszywych emisji w takim stopniu, na jaki pozwala postęp techniki dla takich stacji.

(2). W czasie nadawania stacje amatorskie powinny nadawać w krótkich odstępach czasu swój znak wywoławczy.

Dział II. Amatorska Służba Satelitarna.

§ 6. Postanowienia Działu I niniejszego Artykułu mają odpowiednie zastosowanie do Amatorskiej Służby Satelitarnej.

§ 7. Stacje kosmiczne Amatorskiej Służby Satelitarnej, pracujące w pasmach współużytkowanych z innymi służbami powinny być wyposażone we właściwe urządzenia dla sterowania emisjami zgodnie z procedurą podaną w art. 22. Administracja zezwalająca na takie stacje kosmiczne powinna poinformować o tym IFRB (Międzynarodowe Biuro Rejestracji Częstotliwości) i powinny zapewnić przed startem aby powstała wystarczająca liczba naziemnych stacji kierujących dla zagwarantowania, że jakiekolwiek szkodliwe zakłócenia, które mogłyby wystąpić, będą zlikwidowane przez te administracje.

W tablicy 1.3.1 (na końcu książki), zestawiono przydziały częstotliwości dla służby amatorskiej w poszczególnych regionach.

Pasma dopuszczone do łączności satelitarnej podlegają osobnym ustaleniom.

Na konferencji WARC 79 przyznano pasma dla amatorskiej łączności satelitarnej podane w tablicy 1.3.2 (na końcu książki). Przewiduje się, że następne konferencje WARC wprowadzą dalsze zmiany, szczególnie w przydziałach częstotliwości dla łączności satelitarnych oraz, że wyłoni się problem satelity amatorskiego umieszczonego na orbicie stacjonarnej nad równikiem.

1.4 Podział pasm UKF, częstotliwości szczególne, rodzaje modulacji

Pasma UKF są znacznie szersze niż pasma KF, lecz mimo to wystąpił problem wzajemnych interferencji, szczególnie od stacji prowadzących łączności lokalne, które utrudniały lub nawet uniemożliwiały przeprowadzenie łączności dalekich (DX). W latach sześćdziesiątych próbowano w Polsce ten problem rozwiązać przydzielając poszczególne odcinki pasma poszczególnym okręgom wywoławczym SP. Wkrótce jednak okazało się, że problem pracy DX-owej należy uregulować w skali międzynarodowej. UKF Managerowie poszczególnych krajów, członków IARU I Regionu wprowadzili więc podział pasm na część DX-ową oraz do łączności lokalnych. W części DX-owej (tabl. 1.4.1 na końcu książki) wydzielono część przeznaczoną wyłącznie do pracy telegraficznej (CW), a w miarę rozwoju SSB, także wydzieloną dla tego rodzaju pracy. Górną część pasma przeznaczono dla łączności lokalnych, głównie za pośrednictwem radiotelefonów FM, które stały się łatwo dostępne dla radioamatorów. Ograniczony zasięg radiotelefonów spowodował po-

trzebę instalowania stacji przemiennikowych (transponderów). Początkowo przemienniki pracowały z różnicą częstotliwości wejście/wyjście wynoszącą 1,6 MHz, co zagrażało pracy DX-owej. Ograniczono więc tę różnicę do 1 MHz, a następnie do 600 kHz, co pozwoliło na zmieszczenie się tych stacji całkowicie w górnej części pasma 2 m.

Dalszy rozwój nowych technik doprowadził do wydzielenia odcinków pasma dla radiolatarni (ang.: *beacon*), łączności meteorowych (MS), przez księżyc (Moonbounce — MB, EME) oraz przez amatorskie satelity niosące (transponder — OSCAR). W ten sposób powstał zalecany przez IARU I Regionu, tak zwany BAND PLAN UKF (tabl. 1.4.1). Na kolejnych Konferencjach IARU I Regionu, Komitet B, złożony głównie z UKF Managerów, przedkłada propozycje ulepszenia tego Band-planu. Wynegocjowane zalecenia nie zadawalają wszystkich, gdyż DX-owcy pragną utrzymać swoje pozycje, zaś bardzo liczne stacje przemiennikowe, obsługujące w Europie zachodniej kilkadziesiąt tysięcy stacji lokalnych, głównie FM mobil, nie mieszczą się w przyznanym im odcinku pasma. Stacje te pracują w systemie kanałowym, początkowo z odstępem międzykanałowym 50 kHz, obecnie 25 kHz. Rynek zachodni został zarzucony licznymi, tanimi radiotelefonami FM do pracy stacyjnej, typu mobil i przenośnej. W ślad za tym na terenie wielu krajów powstały setki małych stacji przemiennikowych o nachodzących na siebie zasięgach. Powstały trudności z niekolizyjnym rozplanowaniem terenowo-częstotliwościowym. Spowodowało to wprowadzenie w pasmie 2 m dodatkowych kanałów przesuniętych o połowę rastru, tj. o 12,5 kHz oraz uruchamianie dalszych przemienników w pasmie 432 MHz i 1296 MHz.

W tak trudnej sytuacji doszło do dalszych zapotrzebowań na częstotliwości wydzielone: do pracy z telewizją z powolnym wybieraniem (SSTV), dla radiodalekopisów (RTTY), dla transmisji danych w łączach komputerowych (teledacja, DATA), dla przesyłania obrazów metodą telekopii (fascimile, FAX) oraz telewizji szerokowstęgowej (ATV). W tym samym czasie nastąpił poważny rozwój rodzaju łączności w wykorzystaniu odbić od śladów meteorowych (MS-CW i MS-SSB) oraz w odbiciu od Księżyca (MB). Wymienione rodzaje pracy wymagają szczególnej ochrony używanych odcinków pasma przed interferencjami. Podany w tablicy 1.4.3 band-plan wg stanu z 1982 r. próbuje pogodzić interesy w/w grup zainteresowań.

W pracy DX-owej coraz silniej rozwija się system pracy z nieumówionym korespondentem (ang.: *random*). Wykorzystuje się do tego tzw. częstotliwości wywoławcze (CQ). Polega on na tym, że na częstotliwości CQ daje się wywołanie ogólne, a gdy zgłosi się korespondent podaje się mu częstotliwość roboczą, np.: 30 KHz wyżej (30 up), częstotliwość wywoławczą i możliwie szybko zwalnia się częstotliwość wywoławczą.

Normalna praca telegraficzna (CW) jest w zasadzie dopuszczona w całym pasmie, z wyjątkiem odcinków przewidzianych dla radiolatarni i łączności satelitarnych, a także powinno się unikać zajmowania częstotliwości wydzielonych dla RTTY itd. Natomiast praca DX-owa FM nie powinna być prowadzona w części skanalizowanej pasma, a jedynie w części dostępnej dla wszystkich rodzajów. Zanikający rodzaj pracy A3 (AM) może być prowadzony także tylko w części przeznaczonej dla wszystkich rodzajów. Praca foniczna (AM, SSB, FM) w części wydzielonej

jedynie dla CW jest szczególnie poważnym naruszeniem zasad etyki amatorskiej (Ham Spirit) i może spowodować stosowanie różnych sankcji. W rozdziale 2, opisującym technikę pracy poszczególnymi rodzajami łączności, podane są dalsze informacje o podziale subpasm na kanały, a także terenowy podział kanałów w Polsce.

Do podanych tablic 1.4.1 potrzebne są jeszcze następujące wyjaśnienia:

Pasmo 144 MHz:
- — zalecane jest, by lokalne radiolatarnie małej mocy mieściły się także w pasmie przewidzianym dla radiolatarni regionalnych;
- — częstotliwość 144, 750 MHz służy do uzgadniania i przygotowywania skedów ATV na wyższych pasmach;
- — stosowanie SSB w kanałach S8—S23 jest jeszcze nie zakazane.

Pasmo 432 MHz:
- — ATV wprowadza zakłócenia w pasmie satelitarnym i przewiduje się wprowadzenie pewnych ograniczeń, lecz konkretnych rozwiązań nie podjęto;
- — przewiduje się stosowanie przemienników liniowych 1296/432 MHz. Przewidziano częstotliwości dla prób: wejście 1296 550 $\pm$ 25 kHz, wyjście 432 550 $\pm$ 25 kHz;
- — w Wielkiej Brytanii pasmo zaczyna się od 432, 0 MHz.

Pasmo 1296 MHz:
- — przewidziano kanały z odstępem 150 kHz (parzyste). W miarę potrzeby mogą być uruchamiane kanały pośrednie, nieparzyste z przesunięciem 75 kHz;
- — we Francji nie jest przyznany górny odcinek pasma. Pracują 1238—1240 MHz.

Pasmo 2300 MHz:
- — podany band-plan jest także prowizoryczny, skorygowany w Brighton (1981 r.);
- — pierwotnie odcinek pasma do pracy wąskowstęgowej wynosił 2304—2306 MHz

Ponieważ w RFN pasmo zaczyna się od 2320,0 MHz, wprowadzono zmiany w band-planie jak w tabeli (Brighton, 1981).

Pasma 3.4 GHz, 5,7 GHz, 10,0 GHz, 24 GHz mają band-plany prowizoryczne. Mając na uwadze możliwość wykonywania bardzo stabilnych uniwersalnych generatorów kwarcowych o częstotliwości 1152,000 MHz wprowadzono w pasmach mikrofalowych szczególne częstotliwości przewidziane dla radiolatarni i prac eksperymentalnych:

1152,0—2304,0—5760,0—10 368,0—24 192,0 —76 032—145 152 — 248 832 MHz.

1.5 Rodzaje emisji

Od stycznia 1982 r. obowiązuje nowy system oznaczania rodzaju emisji [4]. Jest on bardziej jednoznaczny i łatwiejszy do przyswojenia niż poprzedni. Oznaczenie emisji obejmuje określenie potrzebnej szerokości wstęgi (4 znaki) i rodzaju emisji (5 znaków).

Szerokość wstęgi

Oznaczenie szerokości wstęgi składa się z 3 cyfr i litery:
H — Hz, k — kHz, M — MHz.
Przykład: 500H = 500 Hz, 2k40 = 2,4 kHz, 6M00 = 6 MHz.

Rodzaje emisji:

Oznaczenie rodzaju emisji składa się z oznaczenia podstawowego: litera-cyfra-litera i pomocniczego: litera-litera. Przy podawaniu rodzaju emisji obowiązuje podawanie pełnego oznaczenia podstawowego, uzupełnionego ewentualnie informacją o szerokości zajmowanej wstęgi. Szczegółowe znaczenie symboli podane jest w literaturze (poz. [5] w Wyk. lit. do rozdz. 11). W służbie radioamatorskiej znajdują zastosowanie rodzaje emisji podane w tablicy 5.1.1 (na końcu książki).

1.6 Organizacja łączności w pasmach UKF-FM

Łączności w pasmach UKF-FM prowadzone są na określonych częstotliwościach, nazywanych kanałami (tabl. 1.6.1). Dla ułatwienia lokalnych kontaktów i zmniejsze-

Tablica 1.6.1

Band-plan UKF-FM dla SP

145 000 — RØ	
025 — R1	
050 — R2	Wejścia przemienników
075 — R3	FM
100 — R4	
125 — R5	
150 — R6	
175 — R7	
145 200 — S8	
225 — S9	
250 — S10	Kanały regionalne i oddziałowe
275 — S11	SIMPLEKS
300 — S12	
325 — S13	
350 — S14	
375 — S15	
400 — S16	
425 — S17	
450 — S18	Ochronny, rezerwa
475 — S19	Wyjście przem. lin.
500 — S20	Wywoławczy SP
525 — S21	Rezerwa
550 — S22	Roboczy SP
575 — S23	Rezerwa
145 600 — RØ	
625 — R1	
650 — R2	Wyjścia przemienników
675 — R3	FM
700 — R4	
725 — R5	
750 — R6	
775 — R7	

nia zakłóceń w sąsiednich okręgach Polski Związek Krótkofalowców wprowadził na terenie Polski z dniem 1.6. 1980 r. wytyczne techniczne dla radiostacji UKF-FM, w których najważniejszymi ustaleniami są: odstęp międzykanałowy, wynoszący 25 kHz, szerokość wstęgi wynosząca najwyżej 12 kHz, dewiacja ±3 kHz, pasmo przenoszenia 300÷3000 kHz ze spadkiem 12 dB/oktawę, preemfaza i deemfaza 6 dB/oktawę. Ponadto ustalono tzw. band-plan FM, przydzielający określone kanały simpleksowe oraz dupleksowe dla przemienników w rozkładzie terytorialnym (tabl. 1.6.2). Przy pracy radiotelefonami UKF FM obowiązują wszystkie takie

Tablica 1.6.2

Region i województwa		Kanały	
		simpleksowe	przemienników
1 WARSZAWA	+ Siedlce, Ostrołęka, Płock, Ciechanów	S12, S16	R0, R6
2 KRAKÓW		S16, S8	R6
3 BIELSKO-BIAŁA		S10,	R4
4 SZCZECIN		S16,	R6
5 KATOWICE	+ Częstochowa	S14,	R3
6 WROCŁAW		S16,	
7 WAŁBRZYCH		S10	R7
8 ŁÓDŹ	+ Skierniewice, Sieradz, Piotrków Tryb.	S8,	R2
9 POZNAŃ	+ Leszno, Kalisz, Konin	S8,	R2
10 GDAŃSK	+ Elbląg	S8,	R1
11 BYDGOSZCZ	+ Toruń, Włocławek, Piła	S10,	R7
12 KOSZALIN	+ Słupsk	S12,	R3
13 RZESZÓW	+ Krosno, Przemyśl	S8,	R5
14 LUBLIN	+ Zamość, Biała Podlaska, Chełm	S10,	R2
15 JELENIA GÓRA	+ Legnica	S12	
16 KIELCE	+ Radom, Tarnobrzeg	S11	R1
17 BIAŁYSTOK	+ Suwałki	S8	R1
18 ZIELONA GÓRA	+ Gorzów Wlkp.	S10	R3
19 OPOLE		S12	
20 NOWY SĄCZ		S12	
21 TARNÓW		S14	
22 OLSZTYN		S16	R3

same zasady, jak przy pracy SSB i CW, a w szczególności prowadzenie dziennika, podawanie znaków wywoławczych, a ponadto każdorazowo przed przejściem na nadawanie należy zrobić kilkusekundową przerwę dla umożliwienia zgłoszenia się innej stacji do pracy na tym kanale. W porze, gdy na danym kanale zamierza pracować więcej stacji, jednorazowa emisja jednej stacji nie powinna przekraczać 2 minut. Niektóre przemienniki mają układ blokady, wyłączający korespondenta zajmującego kanał ponad 2 minuty. W tablicy 1.6.3 zestawiono przemiennik OK, przez które mogą pracować stacje SP, ale na zasadzie drugiej kolejności.

Tablica 1.6.3

Czechosłowackie stacje przemiennikowe

Znak	Kanał	QTH	wys. n.p.m.	typ
OKOA	L	JO70VR Śnieżka	1603	Lp
OKOB	R 5	JO70QR Hvezda	958	D
OKOC	R 4	JO70VP Czerna Hora	1299	Z
OKOD	R 2	JO99FN Łysa Hora	1324	Z
OKOE	R 2	JO60LJ Klinovec	1245	Z
OKOF	R 7	JO70IB Suchy Vrch	993	Z
OKOG	R 3	JN78DU Klet	1083	Z
OKOH	R 3	JN88HU Devin	550	Z
OKOI	R 7×	JO60WQ Komarzi Vižka	806	M
OKOJ	R 2×	JN89BN C.m. Vrchovina	800	D p
OKOK	R 6	JO70BD Kladno	480	D
OKOL	R 5	JN69RI Barak u Klatov	550	D
OKOM	R 1	JN79IO Mezivrata	714	Z
OKON	R 0	JO70EC Praha	420	D
OKOO	R 0	JN89QQ u Olomounce	600	M
OKOQ		JN88UU V. Javorina	971	D p
OKOR	R 6	KNO8CV Kralova Hala	1948	Z
OKOS	R 4	KNO8CE Lomnicki Stit	2636	D p
OKOT	R 2	KNO8SU Makovica	981	Z
OKOU	R 5	JN99KC Križava	1476	Z
OKOV	R 0	JN88OF Bratislava	350	Z
OKOW	R 7	JN98NS Sucha Hora	1600	M p
OKOY	R 1	KNO9KB Braniska	820	D p
OKOZ	L	wsch. Słowacja		L p
OKOAB	R 0	JN89GE Brno	350	M
OKOAC	R 7×	JN79BW Beroun	350	M
OKOAD	R 0	JN99DT Ostrawa	400	M
OKOAG	R 7×	JN79WF u Trebice	450	M
OKOAR	R 0	KNO8GO Dievca Skala	634	M
OKOAT	R 0	KNO8OR Kosice	250	M p
OKOAV	R 7×	JN88OF Bratislava	300	M p

L — liniowy 433/145 MHz, Z — podstawowy do 15 W, D — dodatkowy do 10 W, M — lokalny do 2 W, p — w planie wg stanu z 1.01.1984 r., x — +12,5 kHz

Wykaz literatury do rozdziału 1

1. Praca zbiorowa pod red. Z. Rybki: *Historia Krótkofalstwa Polskiego*; Agencja Wydaw. „Ruch", Warszawa 1970.
2. Biuletyn ZG PZK, roczniki 1980, 1981.
3. VHF Managers Handbook — IARU Region I Division. London 1979.
4. Roy Stevens, G2BVN — World Administrative Radio Conference 1979, The International Amateur Radio Union, Region I Division, London 1980.
5. Praca zbiorowa: *Poradnik radioamatora* — Cz. I i Cz. II; WKŁ, Warszawa 1984.

2

RODZAJE PROPAGACJI I TECHNIKA ŁĄCZNOŚCI RADIOWEJ W PASMACH UKF

2.1 Wprowadzenie

Radioamator po pierwszych krokach stawianych na sprzęcie UKF-FM często przechodzi do wyższej klasy operatorstwa, jakim jest praca SSB i CW. Dąży on wtedy do uzyskania jak najdalszych łączności. Obecny stan techniki stwarza przed nim duże możliwości, jednak o powodzeniu decyduje cierpliwość i świadome wykorzystanie szczególnych sposobów propagacji. W rozdziale tym opisano właściwości rozchodzenia się fal w troposferze, jonosferze i przestrzeni kosmicznej oraz techniki przeprowadzania łączności. Informacje przedstawiono w formie encyklopedycznej ze wskazaniem literatury szerzej traktującej powyższe zagadnienia. Dlatego też w uzasadnionych przypadkach podano tylko wzory końcowe w postaci adaptowanej do obliczeń za pomocą kalkulatora. Część z opisywanych zagadnień ma także opracowania programowe na mikrokomputery.

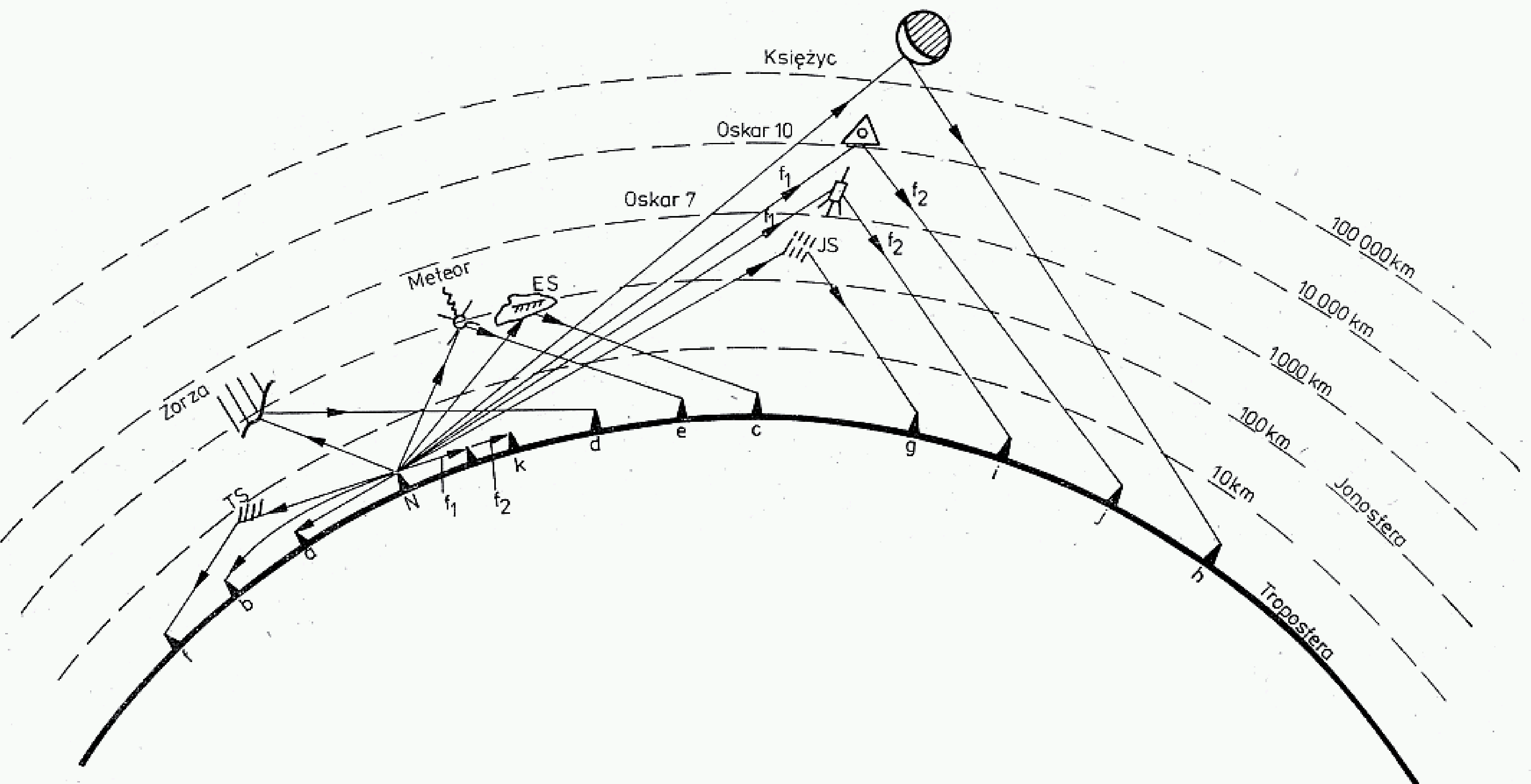
Opisywane szczególne rodzaje łączności wymagają małego poziomu zakłóceń. Problemem zakłóceń zajmuje się kompatybilność elektromagnetyczna — EMC. Zagadnienie to jest bardzo obszerne i dlatego w dalszych rodziałach, tam gdzie to było konieczne, wykorzystano bez bliższych objaśnień gotowe ustalenia teorii i praktyki EMC, odsyłając Czytelnika do literatury specjalistycznej.

2.1.1 Tłumienie trasy

Warunkiem przekazania informacji jest przeniesienie pewnej mocy sygnału między stacjami. Na rysunku 2.1 pokazano różne trasy i sposoby przenoszenia sygnału. W łączności radiowej wysyłany jest sygnał z mocą P_1 i jest on odbierany z mocą P_2, mniejszą od P_1

$$P_2 = A_T \cdot P_1 \tag{2.1}$$

gdzie współczynnik A_T jest nazywany tłumieniem trasy między antenami. Gdy sygnał w punkcie odbioru spadnie poniżej określonego poziomu progowego, to odbiór sygnału jest niemożliwy. Sytuację można poprawić zwiększając moc emitowaną P_1, czułość aparatury odbiorczej lub stosując anteny kierunkowe, dające zysk poziomu sygnału.



2.1. Różne rodzaje propagacji:

a — bezpośrednia — Dir, b — troposferyczna — Tr, c — w odbiciu od E_s, d — w odbiciu od zorzy polarnej — A, e — w odbiciu od śladu meteorowego — MS, f — na rozproszeniu troposferycznym — TS, g — na rozproszeniu jonosferycznym — JS, h — w odbiciu od księżyca MB, EME, i — przez satelitę niskoorbitowego, j — przez satelitę wysokoorbitowego, k — przez naziemne przemienniki

Podane w (2.1.) moce P_1 i P_2 odnoszą się do anten teoretycznych, promieniujących jednakowo we wszystkich kierunkach, czyli tzw. anten izotropowych. Anteny stosowane w praktyce skupiają część energii promieniowanej w pewnych kierunkach kosztem innych kierunków.

Stopień skupienia energii przez daną antenę w stosunku do anteny izotropowej nazywamy *zyskiem energetycznym anteny* G_i. W technice antenowej stosuje się także pojęcie *zysku do dipola półfalowego* G, gdyż służy on często jako najprostsza antena fizyczna do porównawczego badania innych typów anten. Obie wielkości powiązane są zależnością

$$G_i = 1{,}64G$$

Przy określaniu możliwości łączności radiowej na danej trasie istotna jest gęstość mocy promieniowanej w określonym kierunku, a nie całkowita moc wypromieniowana z anteny. Z tych powodów wygodnie jest charakteryzować źródło emisji sygnału przez tzw. *skuteczną moc promieniowania izotropowego* P_r (ang.: EIRP — *effective isotropic radiated power*), która określa jaką moc należałoby wypromieniować anteną izotropową, by uzyskać taką gęstość mocy w żądanym kierunku, jaką wypromieniuje antena o zysku G_i przy zasilaniu jej mocą P, a więc:

$$P_r = P \cdot G_i \tag{2.2}$$

2.1.2 Tłumienie wolnej przestrzeni

W wielu przypadkach rzeczywiste warunki propagacji są odnoszone do warunków propagacji w wolnej przestrzeni, to jest w ośrodku jednorodnym i nie wprowadzającym dodatkowego tłumienia. Jest to przypadek teoretyczny, do którego w praktyce zbliżają się warunki propagacji kosmicznej i, w pewnym przybliżeniu, w propagacji troposferycznej na małe odległości.

W pobliżu anteny odbiorczej sygnał dochodzący z anteny nadawczej wytwarza pole o natężeniu E, zależnym od skutecznej mocy promieniowanej P_r i odległości, co jest opisane klasyczną zależnością [1]:

$$E = \frac{\sqrt{60P_r}}{r} \tag{2.3}$$

gdzie: E — natężenie pola elektrycznego [V/m],
P_r — skuteczna moc promieniowana [W],
r — odległość między antenami [m].

Jeśli odległość r jest w [km], zaś E w [mV/m], to otrzymuje się:

$$E = 7{,}75\frac{\sqrt{P_r}}{r} \tag{2.3a}$$

W polu o natężeniu E antena odbiorcza o zysku G_{i2} może przekazać do odbiornika moc P_2 zależną od długości fali λ:

$$P_2 = \frac{P_r G_{i2}\lambda^2}{(4\pi r)^2} = 105{,}5 \cdot 10^{-6} E^2 G_{i2}\lambda^2 = 9{,}5 G_{i2}\frac{E^2}{f^2} \tag{2.4}$$

gdzie: P_2 — moc [W],
E — [V/m],
λ i r — [m],
f — [MHz].

Po przejściu do jednostek praktycznych, (r [km], f [MHz])

$$P_2 = 0{,}57 \cdot 10^{-3} P_r G_{i2}/r^2 f^2 \tag{2.4a}$$

Tłumienie wolnej przestrzeni A_p definiuje się jako:

$$A_p = \frac{P_2}{G_{i2} P_r} = \frac{\lambda^2}{(4\pi r)^2} \tag{2.5}$$

gdzie: r i λ powinny być w tych samych jednostkach (np. [m]). W jednostkach praktycznych (r [km], f (MHz], λ [m]) otrzymuje się:

$$A_p = 6{,}33 \cdot 10^{-9} \lambda^2/r^2 = 0{,}57 \cdot 10^{-3}/r^2 f^2 \tag{2.5a}$$

Przykład: Dane wyjściowe są: $P_1 = 100$ W, $G_{i1} = G_{i2} = 12$, $r = 100$ km, $f = 144$ MHz.
Obliczamy: $P_r = P_1 \cdot G_{i1} = 100 \cdot 12 = 1200$ W,
$E = 7{,}75\sqrt{P_r}/r = 7{,}75\sqrt{1200}/100 = 2{,}68$ mV/m,
$P_2 = 0{,}57 \cdot 10^{-3} P_r G_{i2}/r^2 f^2 = 0{,}57 \cdot 10^{-3} \cdot 1200 \cdot 12/100^2 \cdot 144^2 = 39{,}5 \cdot 10^{-9}$ W $=$
$= 39{,}5$ nW.
$A_p = 0{,}57 \cdot 10^{-3}/r^2 f^2 = 2{,}75 \cdot 10^{-12}$

2.1.3 Rachunek decybelowy

W obliczeniach propagacyjnych i przy bilansowaniu mocy w układach transmisyjnych zazwyczaj nie bierze się pod uwagę bezwzględnych wartości mocy, lecz ich stosunki i dlatego wygodniej jest wyrażać wielkości względne w skali logarytmicznej niż liniowej.

Jednostką stosunku dwóch wielkości, wyrażonego w skali logarytmicznej, jest decybel [dB].

W przypadku ogólnym stosunek dwóch mocy i odpowiadających im napięć wyraża się zależnością:

$$K_p = \frac{P_2}{P_1} = \frac{U_2^2}{R_2} \frac{R_1}{U_1^2} \tag{2.6}$$

gdzie: P_1, P_2 — moce w tych samych jednostkach,
U_1, U_2 — napięcia na rezystancjach obciążenia R_1 i R_2.

Logarytmując powyższe równanie stronami i mnożąc przez 10 otrzymuje się wartości w decybelach:

$$K_p[\text{dB}] = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} = 10 \lg \left[\left(\frac{U_2}{U_1} \right)^2 \cdot \frac{R_1}{R_2} \right] \tag{2.7}$$

Po przekształceniach otrzymuje się:

$$K_p[\text{dB}] = 20 \lg U_2/U_1 + 10 \lg R_1/R_2 \tag{2.7a}$$

Jeśli $R_2 = R_1$, co często jest umownie zakładane, to równanie (2.7a) upraszcza się do postaci:

$$K_p[\text{dB}] = 10 \lg P_2/P_1 = 20 \lg U_2/U_1 \tag{2.7b}$$

Przy stosowaniu tego równania należy koniecznie pamiętać o przyjętym założeniu $R_2 = R_1$!
Warto dodać, że w obliczeniach teoretycznych czasami stosuje się inną jednostkę — nepery, które otrzymuje się stosując logarytmy naturalne (ln) i wtedy:

$$K_p[\text{Np}] = \ln \frac{P_2}{P_1} \quad (2.7c)$$

Relacja między 1 Np i 1 dB jest następująca:

$$1 \text{ Np} \approx 8{,}686 \text{ dB}, \qquad 1 \text{ dB} \approx 0{,}115 \text{ Np}$$

Dalsze ułatwienia można uzyskać wyrażając napięcia U_1, U_2 oraz moce P_1 i P_2 w dB i odnosząc je do wspólnego poziomu odniesienia. Przeważnie stosuje się dla napięcia poziomy $1\ \mu\text{V} = 10^{-6}\text{V}$, zaś dla mocy $1\ \text{mW} = 10^{-3}\text{W}$, a w przypadku rezystancji — znormalizowaną wartość $R = 50\,\Omega$. Oznacza się to umownie następująco:

$$U[\text{dB}\mu] = 20 \lg \frac{U[\mu\text{V}]}{1\ \mu\text{V}}; \qquad P[\text{dBm}] = 10 \lg \frac{P[\text{mW}]}{1\ \text{mW}};$$

$$R[\text{dB}_{50}] = 10 \lg \frac{R[\Omega]}{50\,\Omega}$$

Stosując powyższe umowne oznaczenia zależność podaną wzorem (2.7) można zapisać w łatwiejszej do liczenia postaci:

$$K_p[\text{dB}] = P_2[\text{dBm}] - P_1[\text{dBm}] = U_2[\text{dB}\mu] - U_1[\text{dB}\mu] + R_1[\text{dB}] - R_2[\text{dB}] \quad (2.7d)$$

Czasami, gdy sprawa jest jednoznaczna i pomyłka wykluczona pomija się jednostki dB i zapisuje:

$$K_p = P_2 - P_1 = U_2 - U_1 + R_1 - R_2\ [\text{dB}] \quad (2.8)$$

Uwzględniając zależność (2.6) można zapisać:

$$P[\text{dBm}] = U[\text{dB}\mu] - 10 \lg R[\Omega] - 90 \quad (2.9)$$

i dla $R = 50\ \Omega$ otrzymamy:

$$P[\text{dBm}] = U[\text{dB}\mu) - 107 \quad (2.9a)$$

Przeliczenia na inne poziomy odniesienia dokonuje się uwzględniając że:

$$P[\text{dB}\mu] = P[\text{dBm}] + 30[\text{dB}] = P[\text{dBw}] + 60 \quad (2.10a)$$

oraz

$$U[\text{dB}\mu] = U[\text{dBm}] + 60 = U[\text{dBV}] + 120 \quad (2.10b)$$

Przeliczenia mocy i napięć na decybele (i odwrotnie) można przeprowadzić korzystając z wykresu na rysunku 2.2, gdzie podano drabinkę do przeliczenia mocy na napięcie na rezystancji $R = 50\,\Omega$ (zgodnie ze wzorem 2.9a). Dokładniejsze wyniki otrzymuje się stosując kalkulator z funkcjami logarytmicznymi.

Podane tu równania, opisujące propagację w wolnej przestrzeni (2.1), o postaci iloczynowej, można przekształcić do postaci logarytmicznej, w której mnożenia zastąpione są sumowaniem. Moc w miejscu odbioru

$$P_2[\text{dBm}] = P_1[\text{dBm}] + A_T[\text{dB}] \quad (2.1a)$$

a

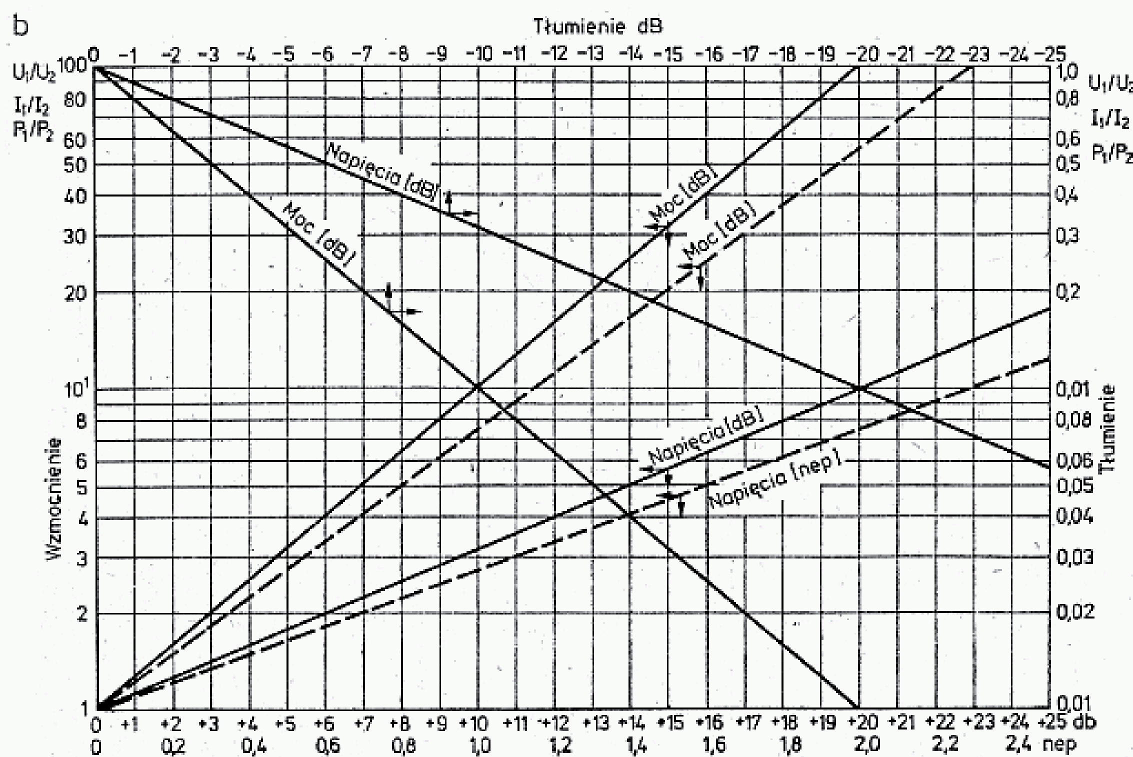
Moc [dBm]
-20 -18 -16 -14 -12 -10 -8 -6 -4 -2 0 2 4 6 8 10 12 14 16 18 20
0,01 0,02 0,03 0,05 0,08 0,1 0,2 0,3 0,4 0,5 0,8 1mW 2 3 4 5 8 10 20 30 40 50 80 100
Moc [mW]

Napięcie [dBµ]
-20 -18 -16 -14 -12 -10 -8 -6 -4 -2 0 2 4 6 8 10 12 14 16 18 20
0,1 0,2 0,3 0,4 0,5 0,6 0,7 0,8 0,9 1µW 2 3 4 5 6 7 8 9 10
Napięcie [µV]

Moc [dBm]
-110 -100 -90 -80 -70 -60 -50 -40 -30 -20 -10 0 10 20 30 40 50 60
10 100 1pW 10 100 1nW 10 100 1µW 10 100 1mW 10 100 1W 10 100 1000W
10^{-12} 10^{-9} 10^{-6} 10^{-3} 10^{0} 10^{3}

Napięcie [dBµ]
-50 -40 -30 -20 -10 0 10 20 30 40 50 60 70 80 90 100 110 120
10nV 100 300 500 1µV 10 100 1mV 10 100 1V

1pW 1nW 1µW 1mW Moc 1W 1kW
-110 -100 -90 -80 -70 -60 -50 -40 -30 -20 10 0 10 20 30 40 50 60 dbm
0 10 20 30 40 50 60 70 80 90 100 110 120 130 140 150 160 dbµ
1uV 10 100 1mV 10 100 1V 10 100V
Napięcie na rezystancji 50 Ω



2.2. Nomogramy (a) i wykres (b) wiążący stosunek napięć i mocy z miarą w decybelach

Uwaga: A_T [dB] jest liczbą ujemną.

Skuteczna moc promieniowania

$$P_r[\mathrm{dBm}] = P_1[\mathrm{dBm}] + G_t[\mathrm{dB}] \qquad (2.2a)$$

Natężenie pola opisane we wzorze (2.3a) można określić w dB (w odniesieniu do w μV/m) logarytmując stronami:

$$20\lg E[\mathrm{mV/m}] = 20\lg 7{,}75 + 10\lg P_r[\mathrm{W}] - 20\lg r[\mathrm{km}] =$$
$$= P[\mathrm{dBm}] - r[\mathrm{dB}] - 12{,}2;$$

Aby otrzymać μV/m należy dodać 60 dB, otrzymując

$$E[\mathrm{dB\mu}] = P[\mathrm{dBm}] - r[\mathrm{dBkm}] + 47{,}8 \qquad (2.3b)$$

Moc P_2 w równaniu (2.4a) można zapisać jako

$$P_2[\mathrm{dBm}] = P_r[\mathrm{dBm}] + G_{i2}[\mathrm{dB}] - 2r[\mathrm{dBkm}] - 2f[\mathrm{dBMHz}] - 32{,}44 \qquad (2.4b)$$

Dla przykładu z p. 2.1.2 można więc obliczyć

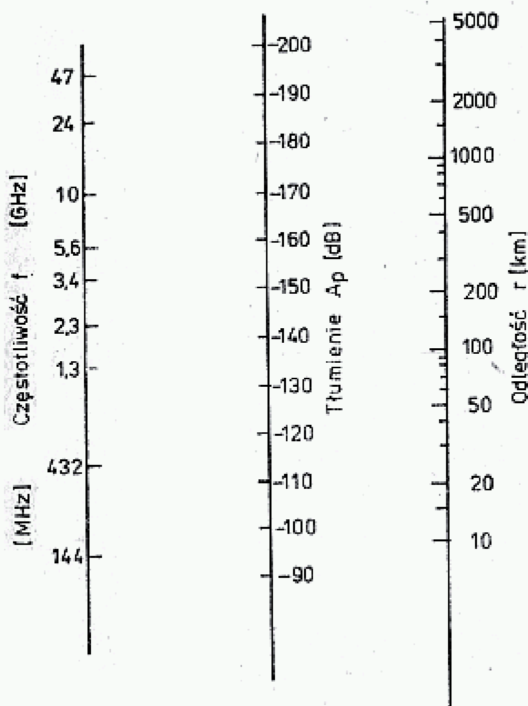
$$P_2[\mathrm{dBm}] = 60{,}8 + 10{,}8 - 40 - 43{,}17 - 32{,}44 = -44{,}01\ [\mathrm{dBm}]$$

W końcu tłumienie wolnej przestrzeni A_p można zapisać jako:

$$A_p[\mathrm{dB}] = -32{,}44 - 20\lg r[\mathrm{km}] - 20\lg f[\mathrm{MHz}] \qquad (2.5b)$$

i wracając do przykładu

$$A_p[\mathrm{dB}] = -32{,}44 - 40 - 43{,}17 = -115{,}61\ [\mathrm{dB}]$$



2.3. Nomogram do obliczania tłumienia A_p wolnej przestrzeni

Wartości tłumienia wolnej przestrzeni można także odczytać za pomocą nomogramu podanego na rysunku 2.3.

2.2 Propagacja troposferyczna

Pod określeniem propagacji troposferycznej (TP) rozumiane jest rozchodzenie się fal radiowych w dolnej warstwie atmosfery, a w szczególności w pobliżu powierzchni Ziemi.

Warunki propagacji troposferycznej opisuje się zazwyczaj podając tłumienie trasy A_T, uzależnione głównie od tłumienia wolnej przestrzeni A_p oraz, w zależności od odległości między antenami (r), częstotliwości (f) i otoczenia trasy, uwzględnia się dodatkowe straty wywołane:

— tłumieniem atmosferycznym A_a
— tłumieniem dyfrakcji A_d
— tłumieniem interferencji A_i
— tłumieniem refrakcji A_r
— tłumieniem rozproszenia A_s

Poszczególne tłumienia mogą występować jednocześnie i wtedy wypadkowe tłumienie jest iloczynem tłumień składowych lub sumą przy stosowaniu miary decybelowej

$$A_T = A_p A_a A_d A_i A_r A_s \tag{2.11}$$

lub

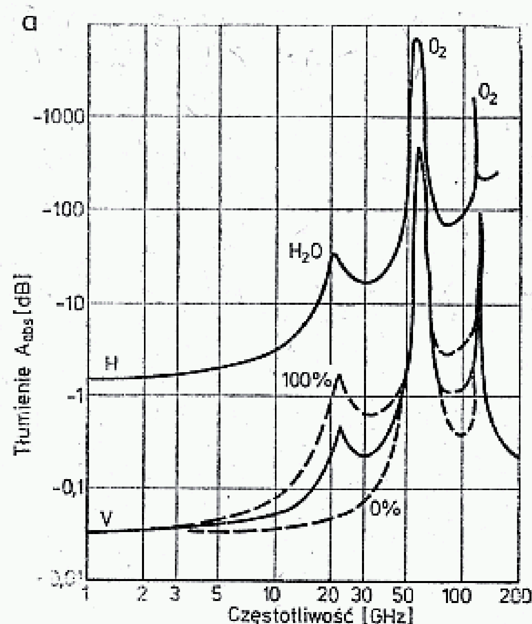
$$A_T = A_p + A_a + A_d + A_i + A_r + A_s \text{ [dB]} \tag{2.11a}$$

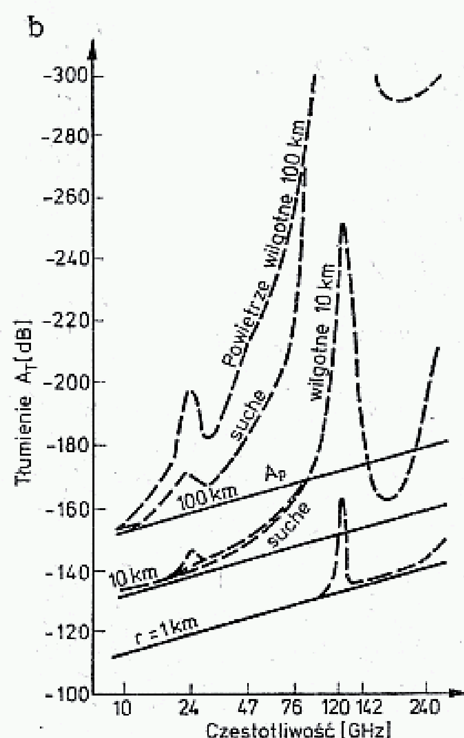
2.2.1 Tłumienie atmosferyczne

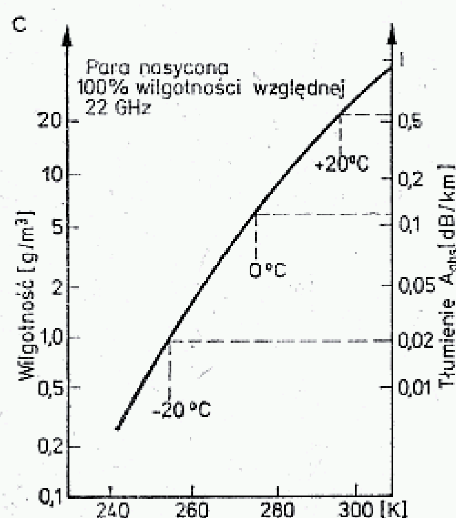
Fale radiowe rozchodzące się w atmosferze ziemskiej podlegają tłumieniu na skutek absorpcji energii fali przez molekuły gazów wchodzących w skład atmosfery, głównie pary wodnej i tlenu oraz na skutek rozproszenia wynikającego z niejednorodności atmosfery, a przede wszystkim ze zmian wilgotności, temperatury i ciśnienia występujących wzdłuż trasy. Na tłumienie atmosferyczne składają się: tłumienie absorpcji A_{abs}, głównie pary wodnej, oraz tłumienie opadów A_o.

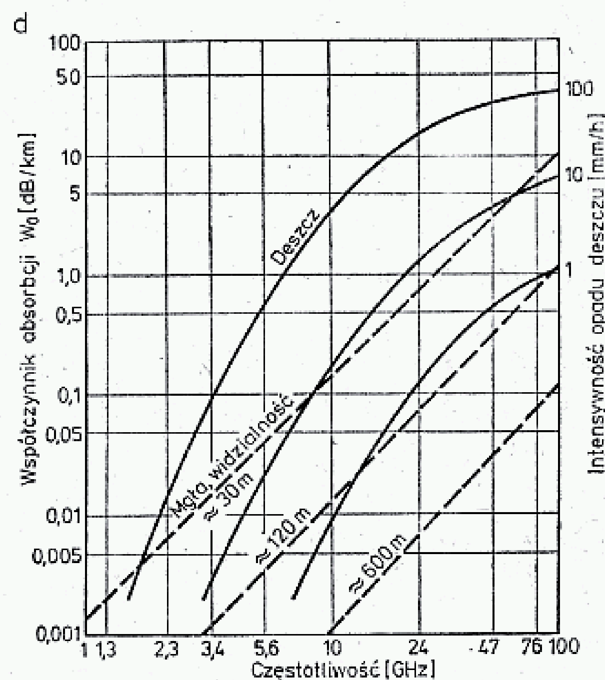
Tłumienie A_{abs} regularnie zwiększa się wraz ze zwiększeniem się częstotliwości i wykazuje kilka maksimów o charakterze rezonansowym (rys. 2.4a), lecz dla pasm poniżej 2 GHz jest ono pomijalnie małe [2, 3, 5].

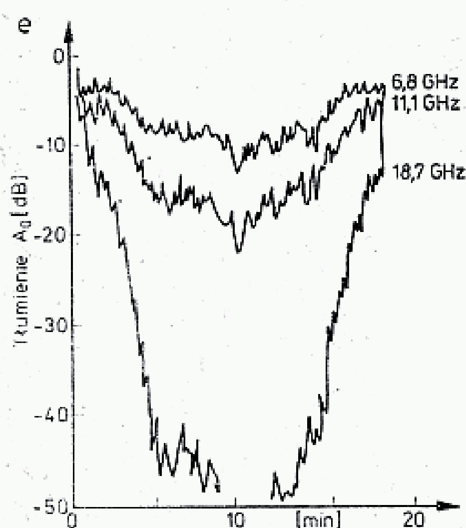
W przypadku łączności kosmicznej lub satelitarnej fale przebywają najdłuższą drogę przy rozchodzeniu się w kierunku horyzontalnym (H), tj. poziomym, najkrótszą na trasie zenitalnej (V), czyli pionowej (rys. 2.4a). Ponadto tłumienie to zależy w przypadku pary wodnej od wilgotności atmosfery na trasie. Wpływ ten zaznacza się szczególnie silnie w pasmie 24 GHz, podczas gdy w pasmie 10 GHz może być jeszcze pomijany. Przy łącznościach w zasięgu widzialności nad Ziemią tłumienie zależy od długości trasy oraz od wilgotności powietrza (rys. 2.4b), [4]. Na przykład: dla częstotliwości 10 GHz i odległości 100 km tłumienie wolnej przestrzeni $A_p = -152{,}5$ dB, a dodatkowe w atmosferze suchej jest do pominięcia, zaś w atmosferze wilgotnej wynosi $A_a = -3$ dB. Natomiast przy częstotliwości 24 GHz wynoszą one: $A_p = -160$ dB, dla powietrza suchego $A_a = -2$ dB, wilgotnego $A_a = -32$ dB, co daje w sumie tłumienie trasy $A_T = -192$ dB. W chmu-

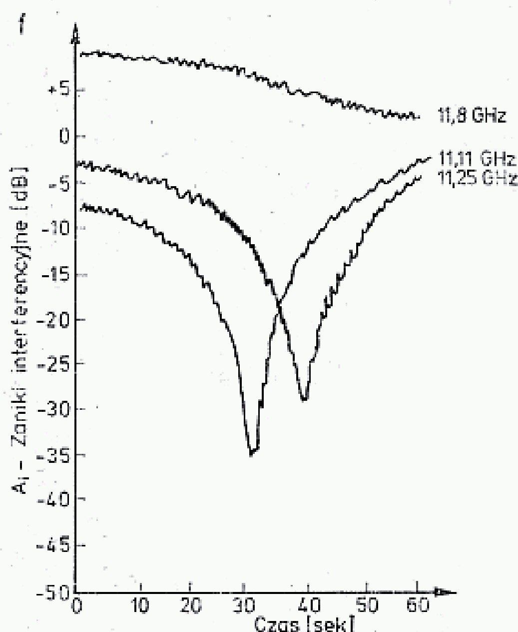












2.4. Tłumienie dodatkowe w atmosferze

a — tłumienie dodatkowe A_a wywołane absorpcją molekularną O_2 i H_2O [2],
b — tłumienie trasy A_T w zależności od jej długości w wolnej przestrzeni A_p i w atmosferze wilgotnej [4],
c — tłumienność atmosferyczna w chmurach i mgle (100% wilgotności) w zależności od temperatury [5],
d — współczynnik absorpcji wodnej W_0 w zależności od intensywności opadów i gęstości mgły [2],
e — przyrost tłumienia trasy 51 km w czasie przechodzenia deszczu dla różnych częstotliwości [5]
f — tłumienie zaników interferencyjnych A_i w ciągu 1 min. dla trzech częstotliwości

rach i mgle woda występuje w postaci zawiesin małych kropli wody i drobin lodu. Dodatkowe tłumienie zależy od ilości pary wodnej, a więc od wilgotności bezwzględnej [g/m^3], która jest ściśle uzależniona od temperatury. Analizując rys. 2.4c dochodzimy do wniosku, potwierdzonego praktyką, że w pasmie 24 GHz najmniejsze tłumienie występuje zimą w czasie mrozów lub nad pustyniami.

W czasie opadów atmosferycznych do tłumienia absorbcyjnego A_{abs} należy dodać tłumienie opadów A_0. Zależy ono od współczynnika absorpcji przez opady W_0 i długości trasy zajętej przez opady r_0, [2]

$$A_0 = W_0 r_0 \text{ [dB]} \tag{2.12}$$

gdzie: W_o — współczynnik absorpcji opadów [dB/km],
r_o — długość trasy w deszczu lub we mgle [km].

Na rysunku 2.4d podano zależność W_o od intensywności opadu w mm/h lub gęstości mgły określanej zasięgiem widzialności w metrach.
Z rysunku odczytujemy, że w pasmie 10 GHz dopiero bardzo intensywny deszcz (100 mm/h) daje znaczące tłumienie, w pasmie 24 GHz już normalny deszcz (10 mm/h) będzie odczuwalny. Jeszcze wyraźniej widać to na rys. 2.4e, gdzie pokazano przyrost tłumienia A_0 na trasie.

Zanik interferencyjny występuje wtedy, gdy fala radiowa dociera do anteny odbiorczej kilkoma drogami. Nakładanie się fal daje zmienność natężenia pola zależną od amplitudy i fazy poszczególnych promieni. W ten sposób mogą powstać wzmocnienia do +6 dB i osłabienia do −70 dB. Miejsca minimów i maksimów zależą od czasu i częstotliwości, są więc zmienne i to w krótkich odcinkach czasu. Na rysunku 2.4f pokazano wielkość tłumienia zaników interferencyjnych A_i w ciągu 1 min. dla trzech niewiele różniących się częstotliwości. Zaniki zmienne w czasie występują najczęściej w wyniku pojawienia się stanów inwersyjnych oraz odbić od przedmiotów stałych (ziemia, budynki), przy ruchach termicznych powietrza, powodujących nieznaczne wahania współczynnika refrakcji, prowadzących w zakresie mikrofalowym do znacznych zmian fazy sygnałów.

2.2.2 Zasięg optyczny

Fale radiowe w próżni rozchodzą się prostoliniowo. W troposferze ulegają one ugięciu (refrakcji). Zjawisko to jest szczegółowo opisane w następnych rozdziałach. W rozdziale niniejszym rozpatrzono przypadek prostoliniowego rozchodzenia się fal nad sferyczną powierzchnią Ziemi. Bezpośrednia widoczność między dwiema antenami jest możliwa jedynie wtedy, gdy co najmniej jedna z nich znajduje się na pewnej wysokości nad Ziemią (rys. 2.5a). Z prostych zależności geometrycznych można wyznaczyć graniczną odległość r_o bezpośredniej widoczności między antenami, znajdującymi się na wysokościach h_N i h_O

$$r_0 = \sqrt{2r_z}\left(\sqrt{h_N}+\sqrt{h_0}\right) \text{ [km]} \tag{2.13}$$

gdzie: h_N i h_O — wysokości anten nad Ziemią [km],
r_z — promień ziemi [km].

Ziemia jest elipsoidą o promieniach:

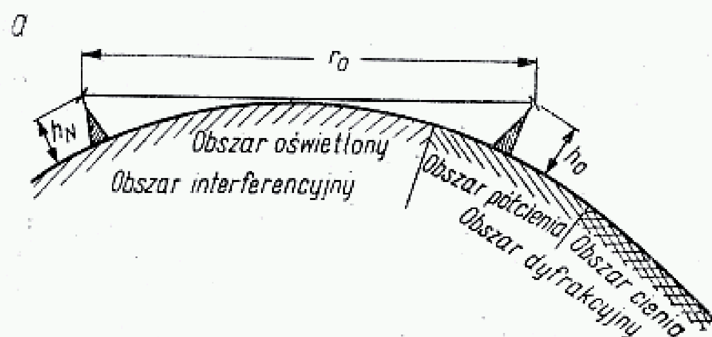
na biegunie $r_z = 6356{,}86$ km

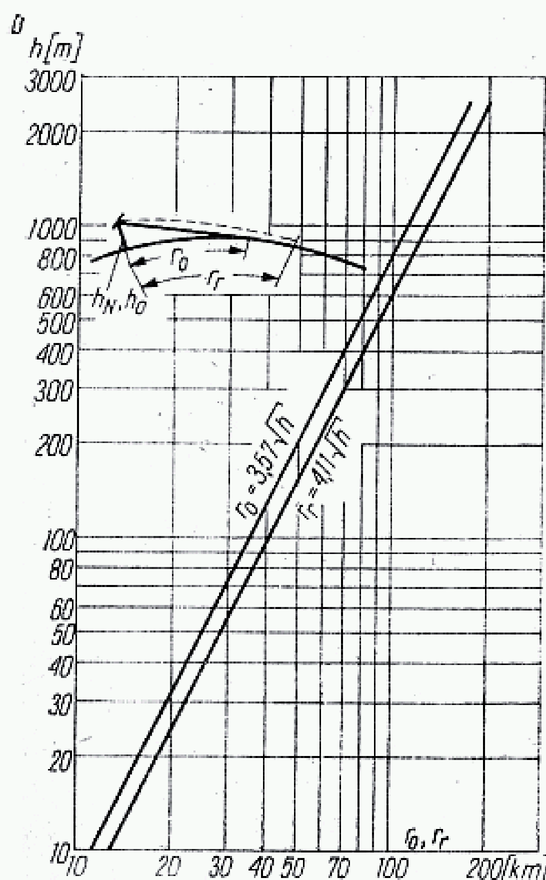
na równiku $r_z = 6378{,}24$ km

w Europie $r_z = 6371{,}22$ km.

Jeśli h_N i h_O jest podane w metrach, to odległość graniczną r_o w km można otrzymać z zależności:

$$r_0 = 3{,}57\left(\sqrt{h_N}+\sqrt{h_O}\right) \tag{2.13a}$$





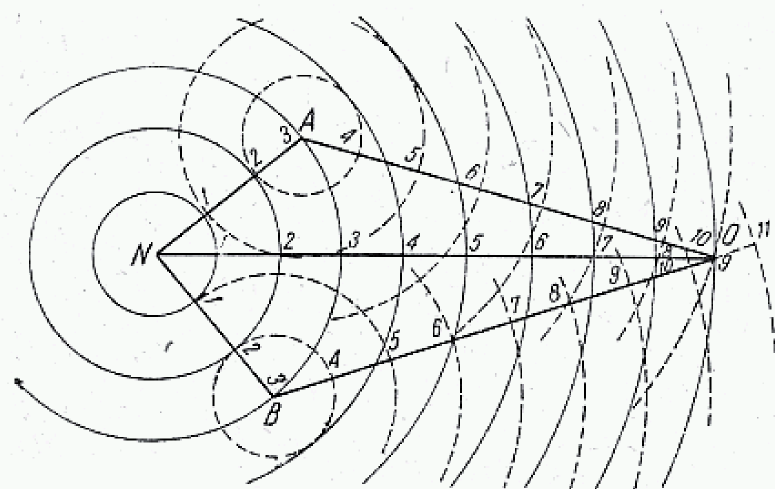
2.5. a — zasięg optyczny dwóch podniesionych anten, b — horyzont optyczny r_o i radiowy r_r

Gdyby przestrzeń między antenami była całkowicie wolna, natężenie pola E i moc P_2 w antenie odbiorczej dla odległości r_o można by określić stosując wzory (2.3) i (2.4). Ponieważ jednak fala radiowa na pewnym odcinku rozchodzi się na niewielkiej wysokości nad Ziemią pojawia się więc dodatkowe tłumienie dyfrakcyjne, spowodowane małym „prześwitem" trasy.

2.2.3 Zjawisko dyfrakcji

Jedną z podstawowych zasad w rozchodzeniu się fal radiowych jest zasada Huyghensa według której każdy punkt czoła fali jest źródłem wtórnej fali kulistej [1]. Natężenie pola w punkcie odbioru O (rys. 2.6) jest wypadkową natężeń pól wywołanych przez wszystkie elementarne punkty pola rozłożone w otaczającej przestrzeni.

Fala emitowana w punkcie N dociera do punktu O odkładając na swej drodze 9 grzbietów fali, a więc 9 długości fali. Jednocześnie dowolne inne dwa punkty A i B, leżące na tym samym 3 grzbiecie fali emitują fale wtórne. W przypadku



2.6. Zasada Huyghensa: każdy punkt fali jest środkiem fal wtórnych. Natężenie pola w punkcie 0 jest wypadkową wszystkich fal docierających do tego punktu.

pokazanym na rysunku docierają one do punktu O na drodze AO zawierającej 7 długości fali i BO — zawierającej 71/2 długości fali. Na falę docierającą do punktu O wzdłuż NO nałożą się fale docierające wzdłuż NAO i NBO. Fala NAO przybędzie w fazie zgodnej i doda się do NO, fala NBO zaś będzie w fazie przeciwnej i odejmie się. Zasada Huyghensa tłumaczy zjawisko dyfrakcji, interferencji i pozwala wyjaśnić przypadki złożone, np. wpływ przeszkody znajdującej się na trasie łączności. Wpływ przeszkody zależy od jej położenia między punktami N i O. Jeśli na drodze NBO ustawi się przeszkodę, to natężenie pola w punkcie O wzrośnie, gdyż zostanie wygaszona fala NBO dochodząca do O w fazie przeciwnej w stosunku do fali NO. Jeśli natomiast przeszkoda znajduje się na drodze NAO, to występuje osłabienie w punkcie O. Zjawisko to można wyjaśnić operując pojęciem stref Fresnela [6, 7, 8].

Do naszych obliczeń wystarczy wykorzystać następujące wnioski. Wokół prostej łączącej punkty N i O odległe o r można wykreślić elipsoidę z ogniskami w punktach N i O (rys. 2.7a), o promieniach R_n zależnych od odległości przekroju od ognisk N i O, a więc od r_N i r_O:

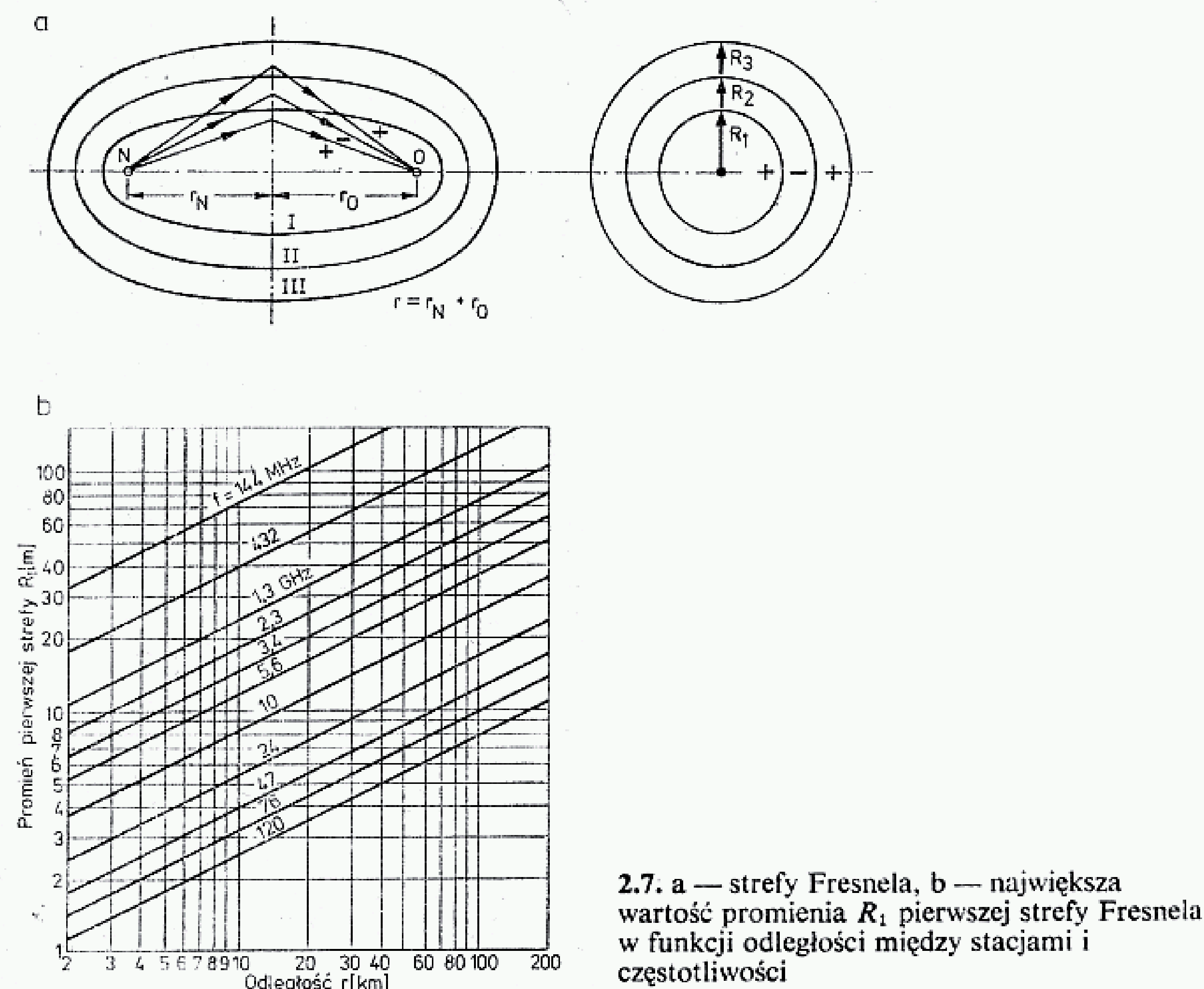
$$R_n = 17{,}32\sqrt{\frac{n}{f}\cdot\frac{r_N r_O}{r_N+r_O}} \tag{2.14}$$

gdzie: R_n — promień strefy n-tej [m]
n — = 1, 2, 3 ... numer strefy
f — częstotliwość [MHz]
r_N, r_O — odległość przekroju od ognisk [m].

Największa wartość promienia R występuje w połowie odległości, tj. gdy $r_N = r_O = r/2$ i wtedy promień pierwszej strefy Fresnela wynosi:

$$R_{1\,max} = 8{,}66\sqrt{\frac{r}{f}} \tag{2.14a}$$

Wartość $R_{1\,max}$ dla różnych częstotliwości można odczytać z rysunku 2.7b przy odległości między antenami wynoszącej 2 do 200 km.



2.7. a — strefy Fresnela, b — największa wartość promienia R_1 pierwszej strefy Fresnela w funkcji odległości między stacjami i częstotliwości

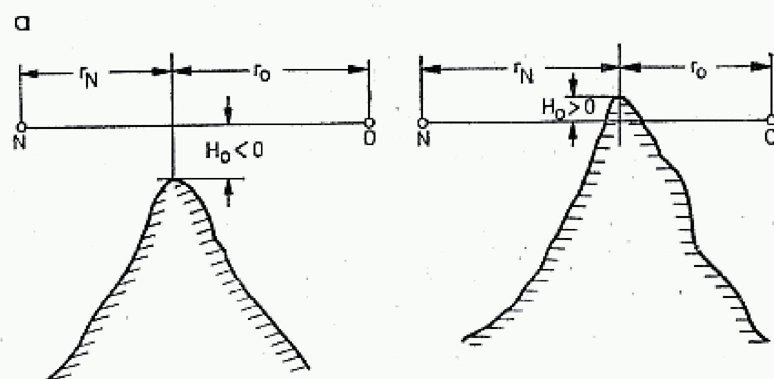
Wszystkie punkty obszaru pierwszej strefy emitują fale wtórne, dochodzące do punktu O z różnicą fazy wynoszącą 0° do 180°, wytwarzając w tym punkcie określone natężenie pola. Należy wyjaśnić, że obszary strefy położone w pobliżu granicy strefy dają przesunięcie fazowe większe od 90°, a więc działają osłabiająco. Punkty położone w drugiej strefie dają fale przychodzące z przesunięciem fazowym większym od 180° i częściowo kompensują oddziaływanie fal wtórnych z pierwszej strefy. Fale z trzeciej strefy ponownie dochodzą do punktu O w przedziale fazowym 0°—180°, częściowo wzmacniając pole w punkcie O. Wypadkowe oddziaływania przez punkty znajdujące się w drugiej i trzeciej strefe Fresnela znoszą się wzajemnie prawie całkowicie. Podobnie jest ze strefą czwartą i piątą itd., tak że właściwie całe pole wytworzone w punkcie O jest rezultatem promieniowania pierwszej strefy Fresnela.

Praktyczne znaczenie ma odpowiedź na pytanie: jaki wpływ wywiera przeszkoda wchodząca w obszar pierwszej strefy Fresnela? Może to być powierzchnia

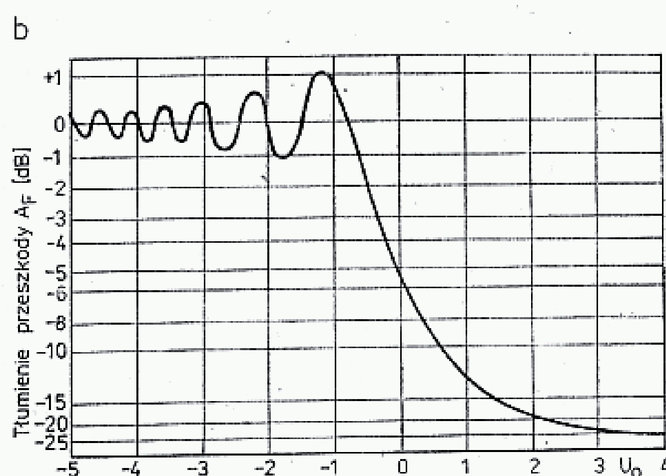
globu, budynek lub góra. Ogólnie można stwierdzić, że jak długo przeszkoda jest znacznie poniżej prostej łączącej punkty N i O, to jest przy dużym prześwicie trasy, tłumienie dodatkowe A_F jest nieznaczne. Gdy przeszkoda wkracza w linię widzenia, tłumienie szybko rośnie. Tłumienie trasy A_T z przeszkodą jest sumą tłumienia wolnej przestrzeni A_p i dodatkowego tłumienia przeszkody A_F:

$$A_T = A_p + A_F \text{ [dB]} \tag{2.15}$$

a



b



2.8. Wpływ przeszkody na dodatkowe tłumienie fali A_F:
a — położenie przeszkody w stosunku do linii widzenia,
b — zależność tłumienia A_F od parametru U_0 określonego wzorem (2.12)

Wartość tłumienia przeszkody A_F w przypadku prostej przeszkody (rys. 2.8a) można wyznaczyć korzystając z wykresu pokazanego na rys. 2.8b, po obliczeniu wartości pomocniczej u_0 z zależności, [6, 8]:

$$u_0 = \frac{\sqrt{2} \cdot H_0}{R_1} = 0{,}0816 H_0 \sqrt{f\left(\frac{1}{r_N} + \frac{1}{r_O}\right)} \tag{2.16}$$

gdzie: H_0 — odległość przeszkody od linii widzenia [m],
f — częstotliwość [MHz],
r_N, r_O — odległość przeszkody od anten [m].

Gdy $u_0 < -1$, to wartość A_F można określić także z zależności:

$$A_F = 0{,}225/|u_0| \tag{2.17}$$

lub

$$A_F = -12{,}96 - 20 \lg|u_0| \text{ [dB]} \tag{2.17a}$$

Przykład: Trasa $r = 10$ km, częstotliwość $f = 1296$ MHz. Z wykresu na rys. 2.7 odczytujemy promień $R_1 = 24{,}0$ m. Przeszkoda znajduje się w odległości $r_N = 2$ km od jednej z anten i jest: a) 10 m poniżej linii widzenia, b) 10 m powyżej tej linii.

Obliczamy:

$$u_0 = 0{,}0816\ H_0 \sqrt{1296 \frac{1}{2000} + \frac{1}{8000}} = 0{,}07344\ H_0,$$

stąd: a) $u_0 = 10 \cdot 0{,}07344 = 0{,}7344$

b) $u_0 = -10 \cdot 0{,}07344 = -0{,}7344$

Z wykresu na rys. 28.b odczytujemy tłumienia:

a) $A_F = -11{,}5$ dB, b) $A_F = -0{,}5$ dB

Wynika stąd, że na skutek dyfrakcji natężenie pola za przeszkodą przegradzającą linię widzenia jest znacznie osłabione, ale jest ono większe od zera. Umożliwia to nawiązywanie łączności w terenie górskim — przez szczyty przegradzające trasę. Wartość tłumienia na trasie zależy od kąta dyfrakcji Θ, kształtu wierzchołka przegrody i częstotliwości (rys. 2.9). Wierzchołki w kształcie ostrego klina wprowadzają mniejsze tłumienie niż rozległe płaszczyzny wierzchołkowe. Wyjaśnia to rys. 2.9a. W przypadku trasy o długości 140 km, przegrodzonej górą o wysokości 940 m, jak na tym rysunku, w wyniku dyfrakcji fale radiowe docierające do punktu *O* są w określonym stopniu osłabione. Dodatkowe tłumienie na tej trasie, to jest poza tłumieniem wolnej przestrzeni, można obliczyć metodą szczegółowo opisaną w literaturze [9]. Analizując kształt szczytu na podstawie przekroju pokazanego na rys. 2.9b stwierdzamy, że nie występują odbicia od Ziemi, które komplikowałyby sprawę. Następnie sprawdzamy warunek klinowatości szczytu [9]:

$$\sqrt{\frac{a_1}{\lambda}} < W_k \quad \text{oraz} \quad \sqrt{\frac{a_2}{\lambda}} < W_k \tag{2.18}$$

gdzie: $W_k = 0{,}08 \frac{r_N \cdot r_O}{r_N + r_O} \cdot \frac{1}{H_0}$ — wskaźnik klinowatości (2.19)

Przykład: Zakładamy a) $\lambda = 2$ m, b) $\lambda = 0{,}70$ m.
Obliczamy:

$$W_k = 0{,}08 \frac{64 \cdot 76}{64+76} \cdot \frac{1}{0{,}94} = 2{,}96$$

oraz

a) $\sqrt{\frac{a_1}{\lambda}} = \sqrt{\frac{3{,}5}{2}} = 1{,}32;\quad \sqrt{\frac{a_2}{\lambda}} = \sqrt{\frac{4}{2}} = 1{,}41$

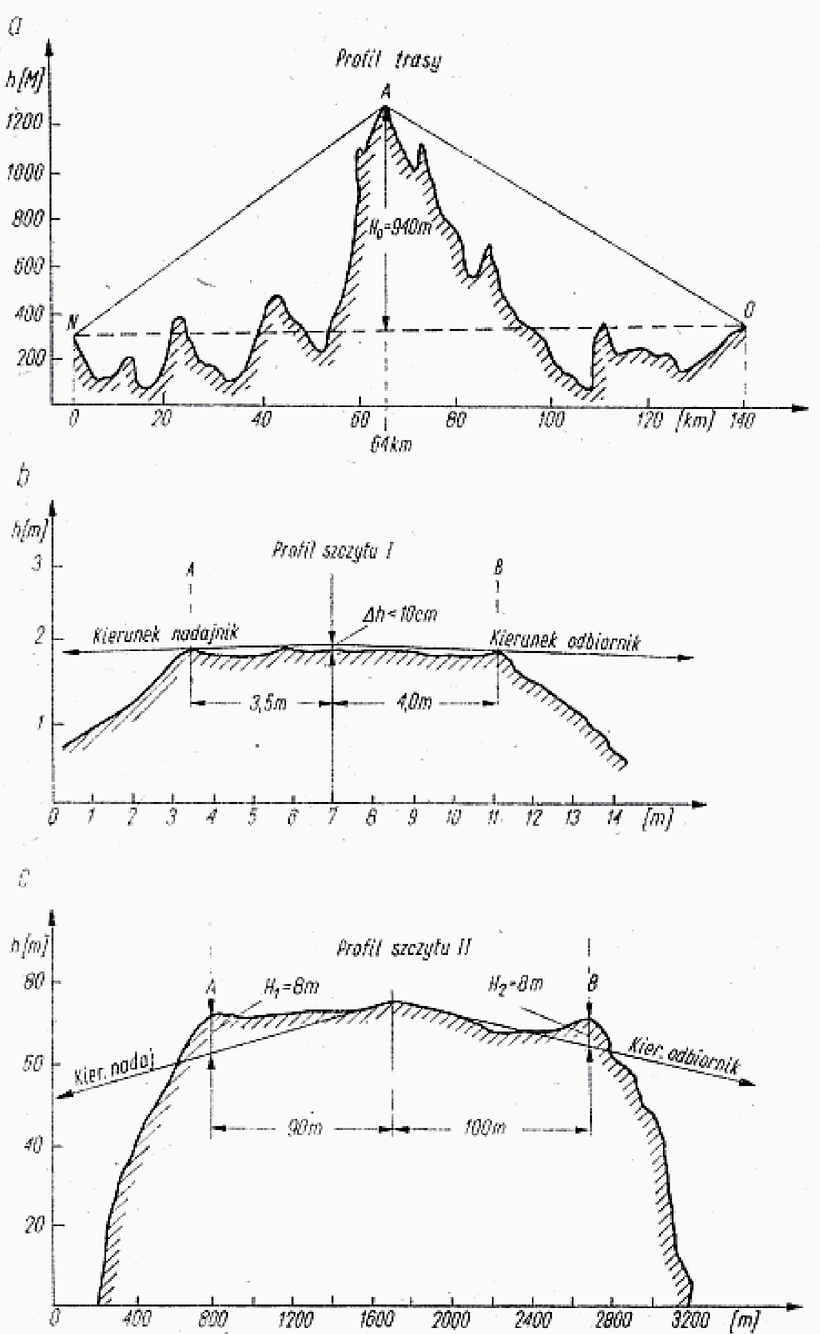
b) $\sqrt{\frac{a_1}{\lambda}} = \sqrt{\frac{3{,}5}{0{,}7}} \doteq 2{,}24;\quad \sqrt{\frac{a_2}{\lambda}} = \sqrt{\frac{4}{0{,}7}} = 2{,}39$

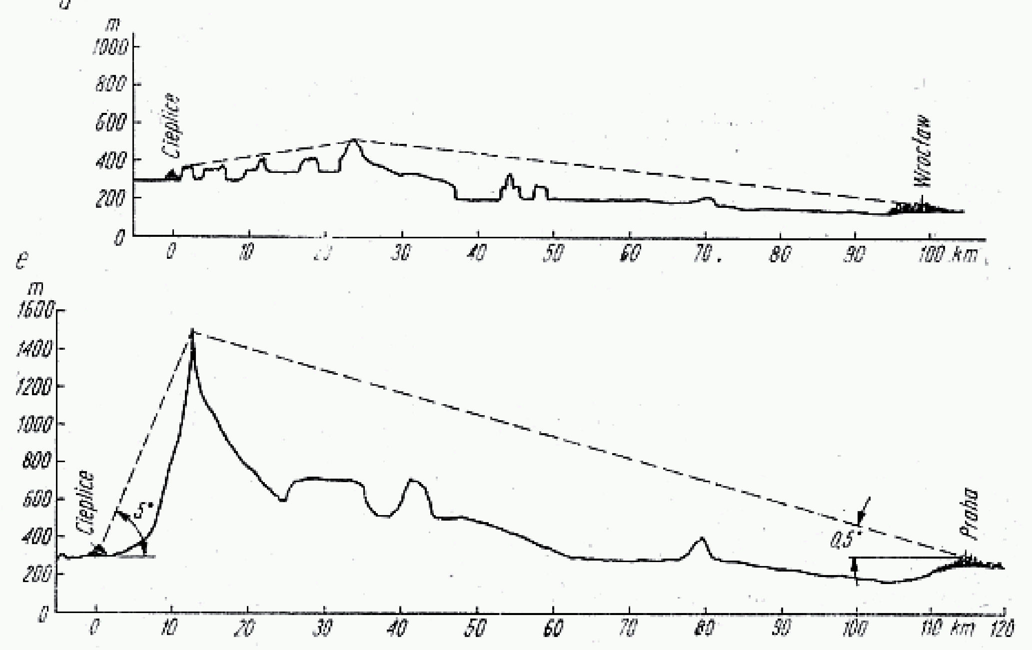
a więc warunek klinowatości w obu przypadkach jest spełniony (przy 1,3 GHz warunek ten nie będzie już spełniony).
Obliczamy wartość pomocniczą u_0 ze wzoru 2.16:

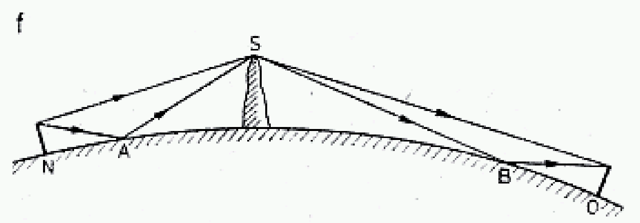
$$u_0 = 0{,}0816 \cdot (-940) \sqrt{144 \left(\frac{1}{64 \cdot 10^3} + \frac{1}{76 \cdot 10^3}\right)} = -4{,}94$$

oraz tłumienie $A_F = -12{,}96 - 20 \lg 4{,}94 = -12{,}96 - 13{,}87 = -26{,}83$ dB.
Z podobnych wyliczeń dla pasma 432 MHz otrzymuje się $A_F = -31{,}6$ dB.

Pełne tłumienie trasy A_T jest większe o tłumienie wolnej przestrzeni (zgodnie z zależnością 2.5):







2.9. Przykłady różnych profili trasy i szczytów powodujących dodatkowe tłumienie fali

a — góra jako przeszkoda, b — szczyt spełniający warunek klinowatości, c — szczyt rozległy, d — przekrój trasy Cieplice — Wrocław, e — przekrój trasy Cieplice—Praga, f — zysk przeszkody

$$A_p = -32{,}44-20 \lg 140-20 \lg 144 = -118{,}5 \text{ dB}$$

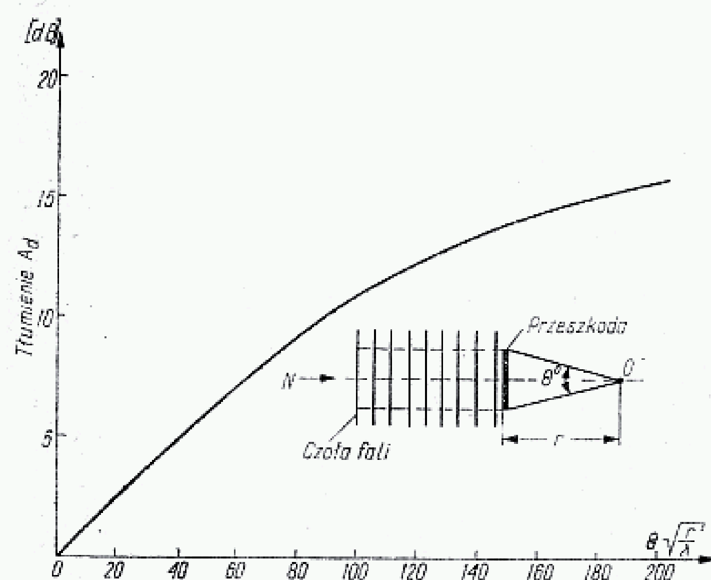
i odpowiednio przy 432 MHz $A_p = -128$ dB.
Dodatkowe tłumienie przegrody zwiększa tłumienie trasy do wartości jaką miałaby trasa w wolnej przestrzeni przy długości 3073 km wzgl. 5308 km zamiast 140 km.
W przypadku szczytu tępego (rys. 2.9c) tłumienie przegrody A_F oblicza się jako sumę tłumień (w dB) poszczególnych odcinków:

$$A_F = A_{FNS}+A_{FSO}+A_{FNO} \tag{2.20}$$

gdzie: A_{FNS} — tłumienie wycinkowe z przewyższenia $H_1 = -8$ m i $r_O = 90$ m,
A_{FSO} — tłumienie wycinkowe z przewyższenia $H_2 = -8$ m i $r_N = -100$ m,
A_{FNO} — tłumienie wycinkowe z przewyższenia $H_0 = -940$ m oraz $r_N = 64$ km i $r_O = 76$ km.

Poszczególne tłumienia można obliczyć korzystając z zależności (2.16) i (2.17) i dodajemy otrzymując dla pasma 144 MHz $A_F = -40$ dB, dla pasma 432 MHz zaś $A_F = -48$ dB.

W rzeczywistych warunkach propagacji UKF spotyka się czasami ciekawe zjawisko takiego uginania się fal na wierzchołkach gór, że sygnał za przeszkodą ma poziom większy niż gdyby przeszkody nie było. Zjawisko takie nazywa się *zyskiem przeszkody*. Istotę zjawiska wyjaśnia rys. 2.9f. Gdyby nie było przeszkody, to w punkcie odbiorczym panowałoby bardzo słabe pole dyfrakcyjne w wyniku rozchodzenia się fali w styku z powierzchnią Ziemi i dodatkowego pochłaniania. W szczególnym przypadku do wierzchołka przeszkody dochodzą w zgodnej fazie: fala bezpośrednia i odbita, a za przeszkodą ponownie obie fale, tj. bezpośrednia i odbita schodzą się w zgodnej fazie na antenie odbiorczej. Na swej drodze fale te są odległe od powierzchni Ziemi i nie ulegają dodatkowemu tłumieniu. Na tym polega zysk przeszkody. Na rysunku 2.9 pokazano dwie trasy: z Cieplic do Wrocławia i z Cieplic do Pragi —



2.10. Tłumienie wąskiej przeszkody znajdującej się na linii widzialności

przez wysoką krawędź Karkonoszy. W porównywalnych warunkach sygnały z Cieplic odbierane są w Pradze z poziomem 10÷15 dB silniejszym niż we Wrocławiu. Zjawisko to jest jednak selektywne, gdyż przy zmieniających się warunkach propagacji zmienia się różnica poziomów (maleje zysk przeszkody) oraz miejsce, w którym odbiór jest uprzywilejowany.

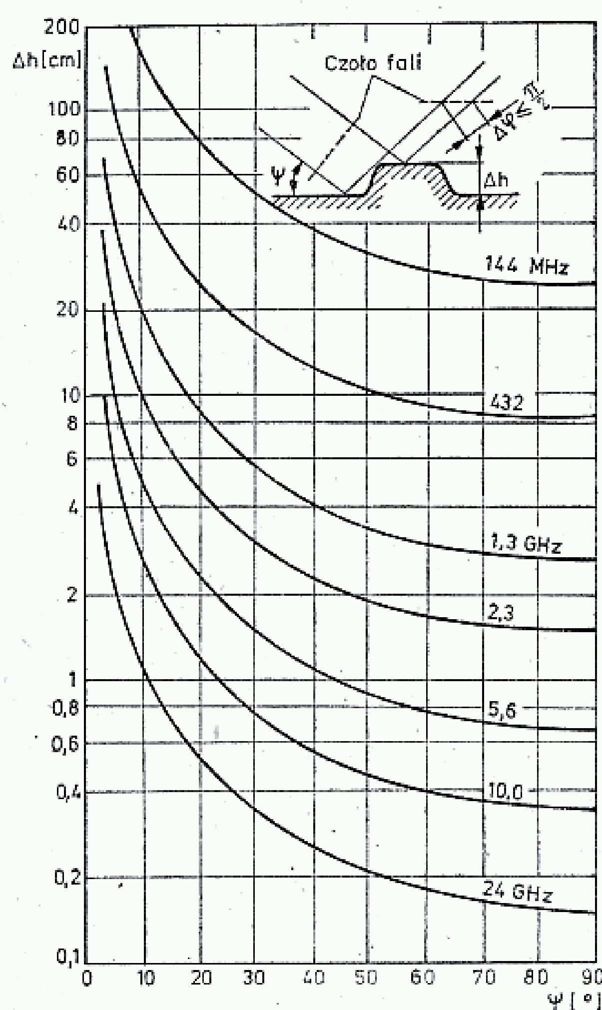
Warto poznać także przypadek niewielkiej przeszkody na linii widoczności.

W wyniku dyfrakcji za przeszkodą występuje cień radiowy, w którym sygnał jest osłabiony. Tłumienie sygnału A_F można wyznaczyć z wykresu na rys. 2.10, gdzie r i λ podano w metrach, a Θ w stopniach. Na przykład: budynek o szerokości 50 m stojący na drodze fal o częstotliwości 144 MHz powoduje ich osłabienie w odległości 500 m o $A_F = -10$ dB, zaś w odległości 200 m $A_F = -13{,}5$ dB a więc tyle, ile wyniesie zysk dobrej anteny.

2.2.4 Odbicie od powierzchni Ziemi, intereferencja

Fala elektromagnetyczna natrafiająca na rozległą gładką powierzchnię o doskonałej przewodności ulega lustrzanemu odbiciu. Gdy przewodność powierzchni jest skończona — pojawiają się straty, promień odbity jest osłabiony. Jeśli ponadto powierzchnia jest chropowata, to promień odbity jest rozproszony [3, 6, 7, 8].

Najczęstszym przypadkiem przy propagacji fal radiowych jest odbicie od gładkiej powierzchni Ziemi, przy czym przy małych odległościach powierzchnię tę możemy uznać za płaską, przy większych zaś za kulistą.



2.11. Dopuszczalne nierówności powierzchni odbijającej w zależności od kąta nadejścia ψ, przy których powierzchnię uznaje się jeszcze jako gładką

Powierzchnię uznaje się za gładką, jeśli jest spełnione kryterium Rayleigha:

$$\Delta h < \frac{\lambda}{8 \sin\psi} = \frac{37{,}5}{f \sin\psi} \tag{2.20}$$

gdzie: Δh — wysokość nierówności powierzchni [m],
λ — długość fali [m],

f — częstotliwość [MHz],

ψ — kąt nadejścia fali.

Oznacza ono, że jeśli różnica faz $\Delta\varphi$ promieni odbitych w pobliskich miejscach jest większa od $\pi/2$, to mamy do czynienia z rozproszeniem fali, tak jak na powierzchni chropowatej, natomiast gdy $\Delta\varphi$ jest mniejsza od $\pi/2$, to zachodzi odbicie fali jak od powierzchni gładkiej.

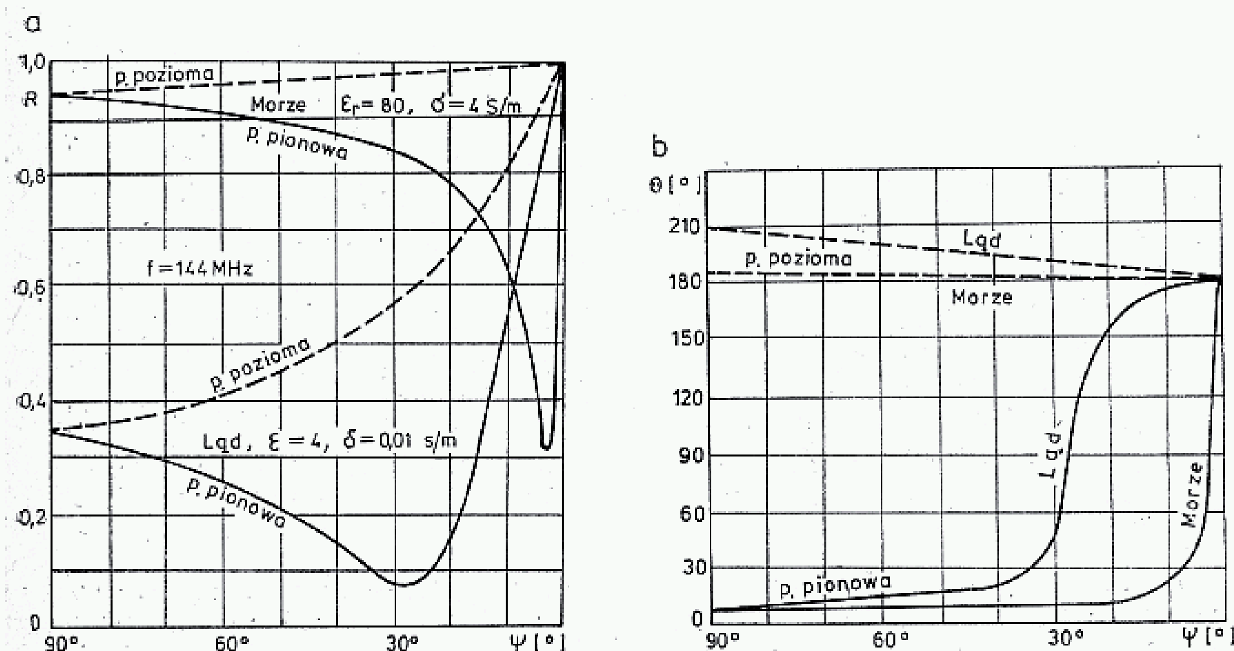
Krótka analiza danych z rys. 2.11 wykazuje, że fala prawie styczna do powierzchni morza i lądu (małe ψ) w zakresie MKF ulega rozproszeniu, w zakresie UKF ulega odbiciu, przy czym wiązka jest mniej lub bardziej skupiona.

Jeśli przez E_p oznaczymy natężenie pola fali padającej, to natężenie pola fali odbitej E_o i jej faza będą zależeć od właściwości elektrycznych Ziemi oraz od rodzaju polaryzacji fali, [8]:

$$E_O = RE_p e^{j(\omega t - \theta)} \tag{2.21}$$

gdzie: R — moduł współczynnika odbicia,

Θ — jego argument.



2.12. Moduł R i argument Θ współczynnika odbicia w funkcji kąta nadejścia ψ

Wartości R i Θ podane przykładowo na rys. 2.12 dotyczą przypadku suchego lądu ($\varepsilon = 4$, $\sigma = 0{,}01$ S/m) i powierzchni morza ($\varepsilon = 80$, $\sigma = 4$ S/m). Spostrzegamy, że fala spolaryzowana pionowo odbija się słabiej niż spolaryzowana poziomo, przesunięcie fazowe Θ w dużym zakresie kątów nadejścia ψ przy polaryzacji pionowej jest niewielkie, przy poziomej — bliskie 180°.

Jeśli anteny: nadawcza N i odbiorcza O umieszczone są nad sferą ziemską na wysokościach h_N i h_O we wzajemnej odległości $r < 0{,}8\, r_o$ (r_o obliczone z równania 2.13), to natężenie pola w punkcie umieszczenia anteny O stanowi wynik interferencji promienia bezpośredniego NO z promieniem odbitym NSO (rys. 2.13). Pole wypadkowe można obliczyć z zależności [8]:

$$E_{sk} = \frac{5{,}47P_r}{r} \sqrt{1 + 2R\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{\lambda}\Delta r\right) + R^2} \ \text{mV/m} \tag{2.22}$$

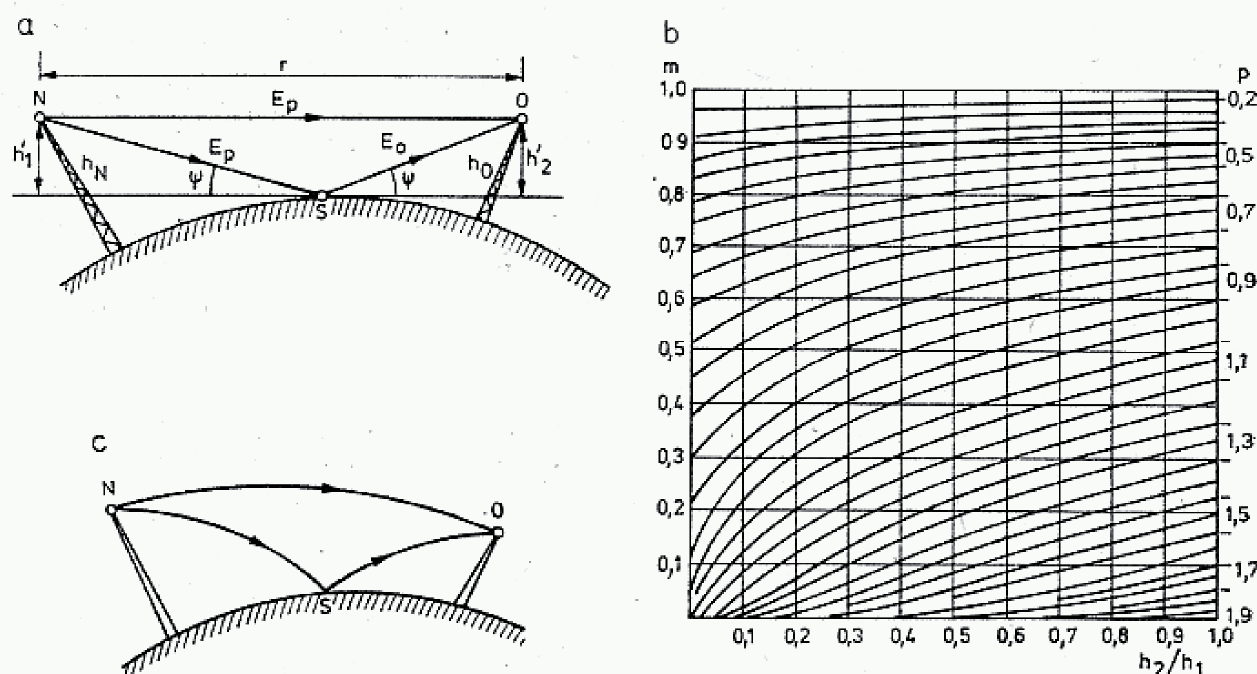
gdzie: P_r — skuteczna moc promieniowana [W],
r — odległość [km],
R — współczynnik odbicia od ziemi w punkcie S,
Θ — kąt przesunięcia fazy przy odbiciu,
Δr — różnica dróg promieni: $\Delta r = NSO\text{-}NO$.

Różnicę dróg można wyznaczyć ze wzoru nieco przybliżonego:

$$\Delta r \cong 2h'_1 h'_2 / r \tag{2.23}$$

gdzie:

h'_1 i h'_2 — *wysokości sprowadzone anten*, mniejsze od wysokości geometrycznych i przedstawiające wysokość anten nad płaszczyzną styczną do punktu S (rys. 2.13).



2.13. Propagacja UKF w zakresie bezpośredniej widoczności z odbiciem od powierzchni Ziemi: a — schemat teoretyczny, b — zależność mnożnika korekcyjnego $m = h'_1 \cdot h'_2 / h_1 \cdot h_2$ od stosunku h_2/h_1 i parametru $p = r/\sqrt{2r_z \cdot h_1}$, c — kształt torów promienia bezpośredniego i odbitego od Ziemi przy uwzględnieniu refrakcji troposferycznej

Iloczyn wysokości sprowadzonych można obliczyć korzystając z wyrażenia:

$$h'_1 h'_2 = m h_N h_O \tag{2.24}$$

gdzie mnożnik korekcyjny $m \leqslant 1$ określa się z wykresu na rys. 2.13b. Na osi odciętych odłożono stosunki h_2/h_1 odpowiadające wysokościom h_N i h_O w taki sposób, by był spełniony warunek $h_2 \leqslant h_1$, parametr p określa się ze wzoru:

$$p = \frac{r}{\sqrt{2r_z h_1}} = \frac{r[\text{km}]}{3{,}57\sqrt{h_1}\ [\text{m}]} \tag{2.25}$$

gdzie: $r_z = 6371{,}22$ — promień Ziemi [km].

Dla większości występujących w praktyce przypadków współczynnik R jest bardzo bliski jedności, kąt przesunięcia fazowego przy odbiciu $\Theta = -180°$, co pozwala na sprowadzenie wzoru (2.22) do postaci:

$$E_{sk} = \frac{10{,}94\sqrt{P_r}}{r}\left|\sin\frac{2\pi h_1' h_2'}{\lambda r}\right| \quad [\text{mV/m}] \tag{2.26}$$

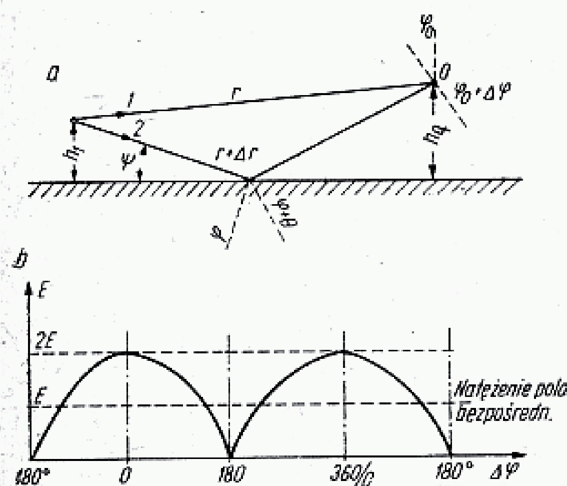
gdzie: r [km],
h_1', h_2' i λ [m],
P_r [W].

Gdy odległość między antenami jest znaczna, tj. dla $h_1' h_2' \leqslant r/18$ powyższy wzór przybiera uproszczoną postać:

$$E_{sk} = \frac{0{,}069\sqrt{P_r}h_1' \cdot h_2'}{r^2 \cdot \lambda} \quad [\text{mV/m}] \tag{2.27}$$

Zależność ta jest nazywana wzoremWiedieńskiego, a zależności (2.22) i (2.26) — wzorami interferencyjnymi.

Promienie: bezpośredni i odbity mogą się wzajemnie wzmacniać lub osłabiać, jednak w warunkach, gdy dopuszczalne jest stosowanie wzoru Wiedieńskiego, promień odbity zawsze osłabia promień bezpośredni, a ponadto, na co warto zwrócić uwagę, pole w miejscu odbioru jest proporcjonalne do iloczynu wysokości anten i odwrotnie proporcjonalne do długości fali i kwadratu odległości. Wynikają z tego wnioski co do sposobu zwiększania natężenia pola, a mianowicie należy stosować możliwie najwyżej położone anteny i najkrótsze fale.



2.14. Interferencja dwóch fal

Zalecenia te są słuszne jedynie dla określonego przedziału odległości $18\ h_1' h_2' \leqslant r \leqslant 0{,}8\ r_o$. W warunkach rzeczywistych fala radiowa w troposferze ulega refrakcji (ugięciu). W warunkach normalnej refrakcji promienie przebiegają po liniach krzywych (rys. 2.13c). Przy odległościach mniejszych, niż wynikających z warunku $18\ h_1' h_2' \leqslant r$, występują wahania natężenia pola od 0 do $2E$, w zależności od fazy fali odbitej (rys. 2.14), a liczba maksimów i minimów zależy od tego, ile

wynosi wyrażona w długościach fali wysokość niższej anteny. Przy rosnącej odległości natężenie pola w obu promieniach, tj. bezpośrednim i odbitym maleje w przybliżeniu proporcjonalnie do odległości r, lecz na skutek malenia kąta nadejścia ψ zwiększa się współczynnik odbicia R i promień odbity silniej interferuje z promieniem bezpośrednim.

Przykład: Dla przypadku podanego na rys. 2.14 sprawdzamy warunek $r \geqslant 18h_1'h_2'$. Podstawiamy $h_1 = 300$ m, $h_2 = 10$ m, przyjmujemy $r = 35$ km i korzystając z zależności (2.22) otrzymujemy

$$p = r/3{,}57\sqrt{h_1} = 35/3{,}57\sqrt{300} = 0{,}566$$

Z wykresu na rysunku 2.13b dla $h_2/h_1 = 10/300 = 0{,}033$ znajdujemy $m = 0{,}69$ i stąd $h_1' \cdot h_2' = 0{,}69 \cdot 300 \cdot 10 = 2070$ oraz 18 $h_1' \cdot h_2' = 37260$ m, a więc więcej niż 35 km, czyli warunek stosowania wzoru Wiedeńskiego nie jest jeszcze spełniony.

Ciekawe wnioski wynikają z rys. 2.14d. Obserwujemy tam, że dla określonej odległości $r = 32$ km między korespondentami podnoszenie drugiej anteny od wysokości $h_2 = 10$ m do $h_2 = 120$ m daje początkowo wzrost natężenia pola, a potem spadek. Optimum wypada dla $h_2 = 40$ m, dla $h_2 = 80$ m natężenie pola spada do zera. Dla innych odległości r charakter zjawiska będzie podobny, jedynie zmienią się krytyczne wysokości. Zjawisko tworzenia się martwych stref przy małych odległościach i polaryzacji poziomej jest dobrze znane z praktyki łączności UKF. Należy zwrócić ponadto uwagę na to, że zgodnie z zależnością (2.22), zjawisko interferencji zależy nie bezpośrednio od różnicy dróg promienia bezpośredniego i odbitego, wyrażonej w metrach, lecz od różnicy w długościach fali, a więc od $\Delta r/\lambda$, jest więc zależne od częstotliwości.

Opisane zjawisko interferencji stanowi podstawową trudność w prawidłowym pomiarze zysku anten. Przy takich pomiarach, gdy anteny znajdują się w niewielkiej odległości od siebie, należy tak ukształtować powierzchnię terenu między antenami, by występowało pełne pochłanianie promienia odbitego, lub by promień odbity nie mógł docierać do anteny odbiorczej. Stanowisko pomiarowe weryfikuje się w ten sposób, że zmienia się położenie jednej z anten o Δr i Δh w zakresie kilku długości fali i obserwuje względne natężenie pola. Zmiany natężenia pola [dB] nie powinny przekraczać połowy dokładności wyznaczanego zysku anten. Tak więc na przykład wyznaczając zysk anteny 13 dB z dokładnością $\pm 0{,}5$ dB wahania natężenia pola nie powinny przekroczyć 0,25 dB.

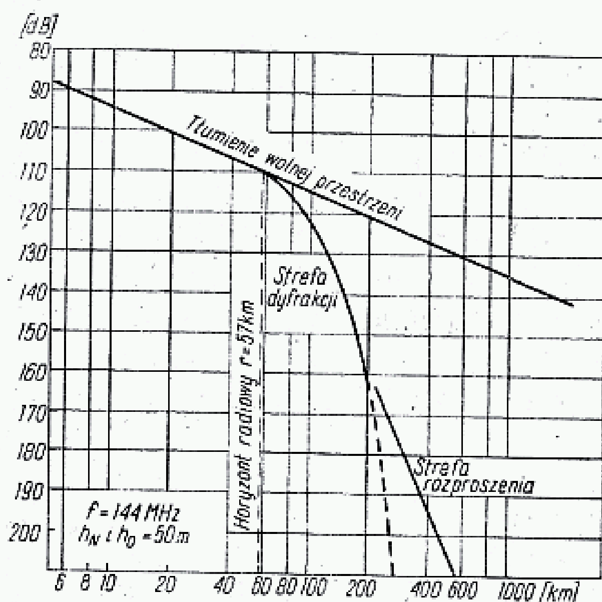
2.2.5 Strefa dyfrakcji

Drugie ograniczenie stosowalności wzoru Wiedeńskiego $r < 0{,}8\ r_0$ wynika ze zjawiska dyfrakcji. Przy odległościach większych od 0,8 r_0 Ziemia wchodzi w obszar pierwszej strefy Fresnela wywołując dodatkowe tłumienie, ale jednocześnie dyfrakcję fali, skutkiem czego pole nie zanika gwałtownie, lecz najpierw występuje obszar półcienia, dalej zaś obszar cienia. W obszarze cienia natężenie pola także jeszcze nie spada do zera. Przyczyną jest inny rodzaj propagacji — propagacja za pomocą rozproszenia troposferycznego. Na rysunku 2.15 pokazano tłumienie trasy w zależności od odległości przy pominięciu zjawiska interferencji w strefie bliskiej, lecz

z uwzględnieniem zjawiska dyfrakcji [1]. Wiele metod obliczania pola dyfrakcyjnego opisano w literaturze, np. [8]. Istotny jest wniosek, że im fala jest krótsza, tym słabsze jest natężenie pola w strefie dyfrakcyjnej. Natężenie pola w strefie dyfrakcji można określić ze wzoru [8]:

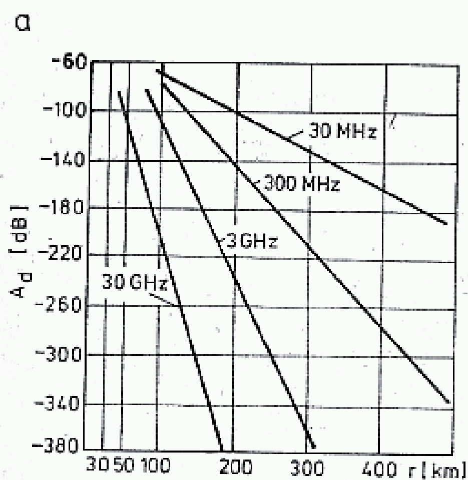
$$E_{sk} = \frac{5{,}47\sqrt{P_r}}{r} A_d \tag{2.28}$$

gdzie: E_{sk} — natężenie pola [mV/m],
r — odległość [km],
P_r — skuteczna moc promieniowania [W],

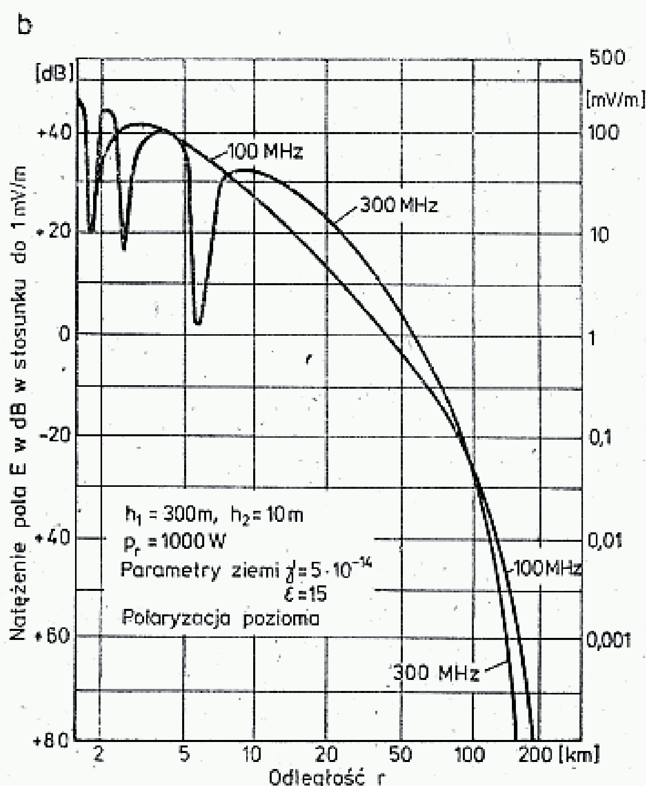


2.15. Tłumienie trasy w troposferze

a



b



2.16. Natężenie pola w obszarze dyfrakcji:

a — tłumienie trasy w zależności od odległości i częstotliwości [8],
b — przykład zmiany natężenia pola dla dwóch częstotliwości [7]

A_d — tłumienie dyfrakcji odczytane z wykresu na rys. 2.16 podane w dB. Przelicza się je na wartość liczbową:

$$A_d = 10^{A_d[\mathrm{dB}]/20} \tag{2.29}$$

Cały rachunek można przeprowadzić także w decybelach:

$$E_{sk} = 14{,}76 + 0{,}5P_r - r + A_d \tag{2.30}$$

gdzie: E_{sk} — natężenie pola w dB w stosunku do 1 mV/m,
P_r — skuteczna moc promieniowania [dBw],
r — odległość [dB]: $r = 20 \lg r$ [km],
A_d — z wykresu [dB].

Wyniki obliczeń dla dwóch częstotliwości pokazano na rys. 2.16b.

2.2.6 Wpływ warunków meteorologicznych na progagację

Tłumienia trasy opisane w poprzednich punktach zakładały stacjonarność parametrów ośrodka. W rzeczywistości w atmosferze stale zachodzą zmiany temperatury, ciśnienia i wilgotności wpływające na warunki rozchodzenia się fal. W próżni, dla której względne przenikalności: elektryczna $\varepsilon_r = 1$ i magnetyczna $\mu_r = 1$, prędkość rozchodzenia się fali jest największa. Jest ona znana jako prędkość światła w próżni [10]:

$$c = 2{,}997\,924\,58 \cdot 10^8 \text{ [m/s]} \cong 3 \cdot 10^8 \text{ [m/s]} \tag{2.31}$$

Fala elektromagnetyczna o częstotliwości f [MHz] ma długość λ [m] określoną zależnością:

$$\lambda_0 = c/f = 300/f \tag{2.32}$$

W powietrzu, o względnej przenikalności elektrycznej ε_r i magnetycznej μ_r oraz przy założeniu nie występowania strat ($\sigma = 0$), prędkość propagacji jest mniejsza i wynosi:

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu \cdot \varepsilon}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \cdot \varepsilon_r}} \tag{2.33}$$

Ponieważ w powietrzu $\mu_r \cong 1$, więc wzór na współczynnik refrakcji w powietrzu przyjmie uproszczoną postać:

$$n = \frac{c}{v} = \sqrt{\varepsilon_r} \tag{2.34}$$

Jak powszechnie wiadomo, ciśnienie powietrza p, temperatura T i wilgotność p_p zmieniają się z wysokością H warstwy powietrza nad ziemią. Skutkiem tego współczynnik refrakcji ulega zmianie z wysokością. W średnich warunkach meteorologicznych na poziomie morza, dla tak zwanej atmosfery standardowej mamy [10]:

$T_0 = 288{,}15$ K (+15°C)
$p_0 = 1013{,}25$ hPa (760 mm Hg)
$p_p = 10{,}87$ hPa (8,1 mm Hg)

W tych warunkach współczynnik refrakcji dla fal UKF i MKF ma wartość $n = 1{,}000\,320\,8$, a więc zaledwie nieznacznie większą od jedności. Mimo to, jego wpływ na rozchodzenie się fal jest duży. Dla wygody obliczeń wprowadzone zostało pojęcie tzw. wskaźnika refrakcji N, który związany jest ze współczynnikiem refrakcji n zależnością:

$$N = (n-1)\cdot 10^6 \tag{2.35}$$

W warunkach standardowej atmosfery mamy więc $N = 320{,}8$.

Na różnych wysokościach wskaźnik refrakcji ulega niewielkim zmianom, lecz to wystarcza, by promień fali elektromagnetycznej rozchodził się nie po liniach prostych, lecz po torach zakrzywionych. Zmiana wskaźnika refrakcji z wysokością H w atmosferze standardowej opisywana jest różnymi złożonymi wzorami [10], lecz dla poznania podstawowych zależności wystarczy stosowanie tzw. wzoru Essena-Frooma:

$$N = \frac{77{,}624}{T}(p-p_p)+\frac{64{,}70}{T}\left(1+\frac{5748}{T}\right)p_p \tag{2.36}$$

gdzie: T — temperatura powietrza [K],
p — ciśnienie atmosferyczne [hPa] (1 hPa = 1 mbar.),
p_p — cząstkowa prężność pary wodnej [hPa].

Przy pewnych uproszczeniach wzór (2.36) sprowadza się do najczęściej stosowanej postaci:

$$N = \frac{77{,}6}{T}\left(p+\frac{4810}{T}\,p_p\right) \tag{2.37}$$

lub po dalszym przekształceniu:

$$N = \frac{77{,}6}{T}\,p+\frac{3{,}733\cdot 10^5}{T^2}\,p_p \tag{2.37a}$$

W tak zapisanych równaniach pierwszy składnik określa wskaźnik refrakcji w suchym powietrzu, drugi wpływ wilgotności powietrza. Łatwo spostrzegamy, że wilgotność powietrza ma największy wpływ na wartość współczynnika refrakcji. Przy wzroście wysokości H w atmosferze standardowej temperatura T początkowo maleje, potem nieco rośnie, co opisuje równanie:

$$T = T_0+\beta H \tag{2.38}$$

gdzie: β — szybkość (gradient) temperatury zależy od przedziału wysokości H:

Dla wysokości $H = 0-10$ km $\beta = -6{,}5$ K/km
$H = 11—20$ km $\beta = 0$ K/km
$H = 20—30$ km $\beta = +1$ K/km

Ciśnienie p zmienia się wraz z wysokością wg zależności:

$$p = p_0\frac{\mathrm{d}p}{\mathrm{d}H} \tag{2.39}$$

gdzie, dla niezbyt dużych wysokości, gradient ciśnienia wynosi $\mathrm{d}p/\mathrm{d}H = 0{,}12$ hPa/m.

Prężność pary wodnej dla atmosfery standardowej do wysokości 10 km zmienia się w zależności od wysokości H [km] następująco:

$$p_p = p_{p0}(1-0{,}064H)^6 \qquad (2.40)$$

gdzie: p_{p0} — prężność pary na poziomie morza.

Wypadkową zależność wskaźnika refrakcji N od wysokości H km w atmosferze standardowej zapisuje się także w postaci [2]:

$$N = 289 \cdot e^{-0{,}136H} \qquad (2.41)$$

gdzie: $e = 2{,}7183$ — podstawa logarytmów naturalnych.

W normalnych warunkach N maleje wraz ze wzrostem wysokości o około -40 jednostek N na 1 km. Szybkość zmian N z wysokością nazywana jest gradientem współczynnika refrakcji i jest oznaczana literą K:

$$K = \Delta N/\Delta H \qquad (2.42)$$

W normalnych warunkach $K = -40$.

W atmosferze rzeczywistej ciągły ruch mas powietrza, prądy wznoszące czoła burzowe powodują poważne zakłócenia w rozkładzie temperatury i wilgotności troposfery, w szczególności do wysokości kilku kilometrów. Widocznym tego objawem są tworzące się chmury lub warstwy zamglone. Często zdarzają się przypadki, że na pewnej wysokości tworzy się warstwa powietrza, w której występuje odwrócenie (inwersja) normalnego rozkładu temperatur i wilgotności, co znaczy, że ze wzrostem wysokości w tej warstwie temperatura i wilgotność rosną zamiast maleć. W takich warstwach wilgotność dochodzi często do 100%. Stan meteorologiczny troposfery jest stale badany przez codzienne sondowanie balonami — radiosondami, które unosząc się przekazują informacje o zmianie temperatury i wilgotności względnej powietrza S (%) lub punkcie rosienia [T_r]. W tablicy 2.2.1 zestawiono

Tablica 2.2.1

Sytuacja meteorologiczna podana przez radio „Hvezda" na fali 272 kHz dla godz. 1.00 UTC dnia 6.3.1982 dla Popradu

Dane z nasłuchu				Dane z obliczeń		
H [m]	p [hPa]	T [°C]	T_r [°C]	p_p [hPa]	N	K
706	942	−1,5	−4,7	4,5	293	45,1
1100	891	−1,9	−5,4	4,0	275	27,5
1800	820	−6,9	−10,6	2,8	254	25,3
2370	761	−9,3	−12,9	2,2	237	31,4
3400	668	−15,1	−27,1	0,62	205	21,1
4210	600	−18,1	−23,1	0,9	188	20,6
5530	500	−25,1	−26,0	0,6	160	

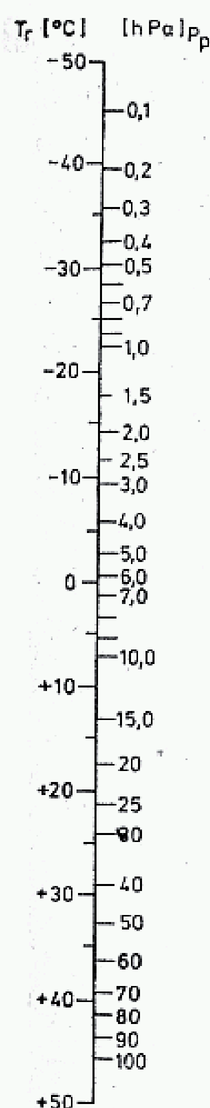
dane meteorologiczne podane przez radiostację Hvezda w Czechosłowacji dnia 6.3. 1982 na fali 272 kHz o godzinie 8.30. Po przeliczeniu temperatury rosy T_r na cząstkowe ciśnienie pary wodnej, za pomocą danych z rys. 2.17 ze wzoru (2.37a) wyliczono wskaźnik refrakcji N oraz jego gradient K. Jak widać z powyższych

danych nieregularność wilgotności wystąpiła w okolicy wysokości 4000 m, lecz w całym zakresie wysokości gradient K był mniejszy od normalnego, co nie sprzyjało dalekim łącznościom.

Niektóre stacje meteorologiczne podają wilgotność względną S w (%) i wtedy konieczne jest przeliczenie na wilgotność bezwzględną za pomocą zależności:

$$p_p = \frac{p_{p\,nas} S[\%]}{100} \ [\text{hPa}] \tag{2.43}$$

gdzie: $p_{p\,nas}$ odczytujemy z rys. 2.17 dla wskazanej temperatury otoczenia T, lub z tablic psychometrycznych.



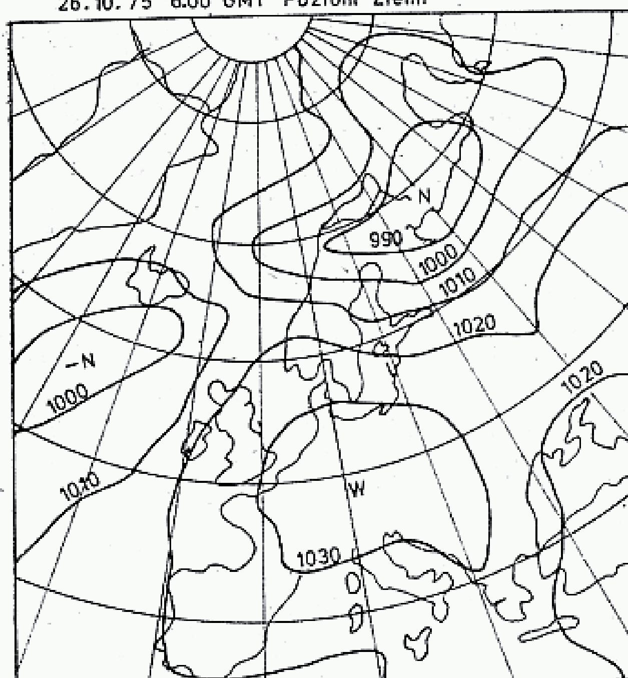
2.17. Drabinka do przeliczania temperatury rosy na ciśnienie składowe pary wodnej

Jeśli zawartość pary wodnej φ jest podana w gramach na 1 kg powietrza, to wtedy korzystamy z przeliczenia [10]:

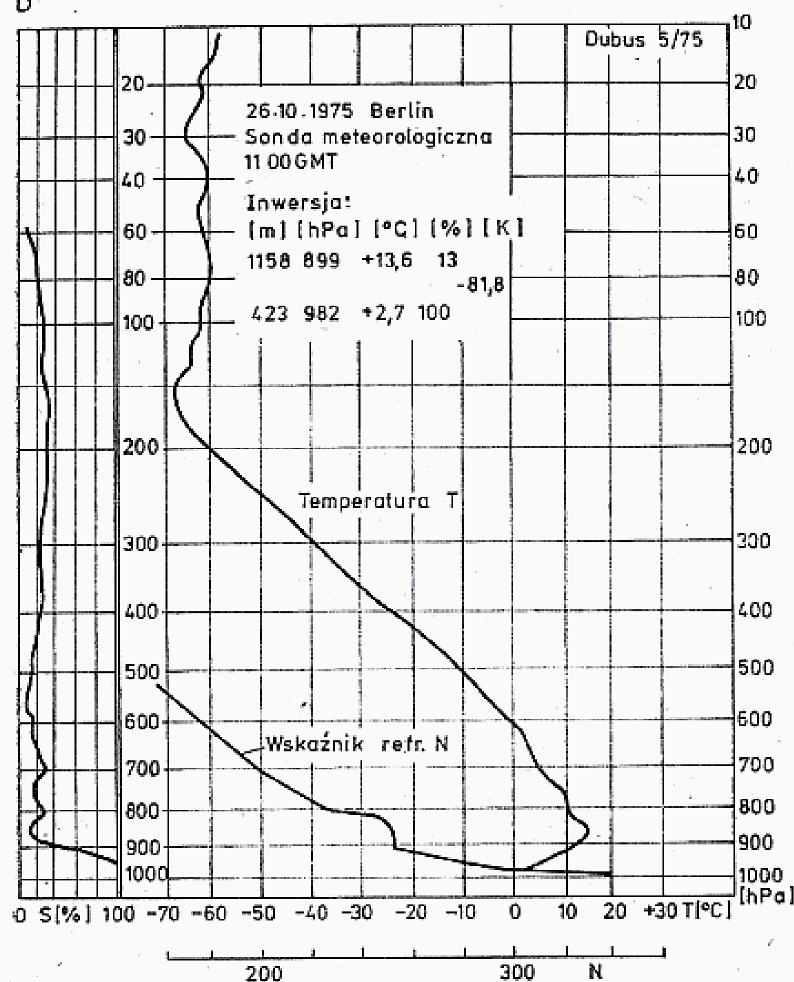
$$p_p = \frac{\varphi p}{623 - 0{,}377\,\varphi} \ [\text{hPa}] \tag{2.44}$$

gdzie: p — ciśnienie [hPa].

Poza radiostacją Hvezda, nadającą dane meteorologiczne słowem, dane te można uzyskać z nasłuchu stacji RTTY i faksymili (tabl. 2.2.2). Nasłuch ten jest dozwolony dla stacji amatorskich. Dane dalekopisowe są łatwe do rozszyfrowania

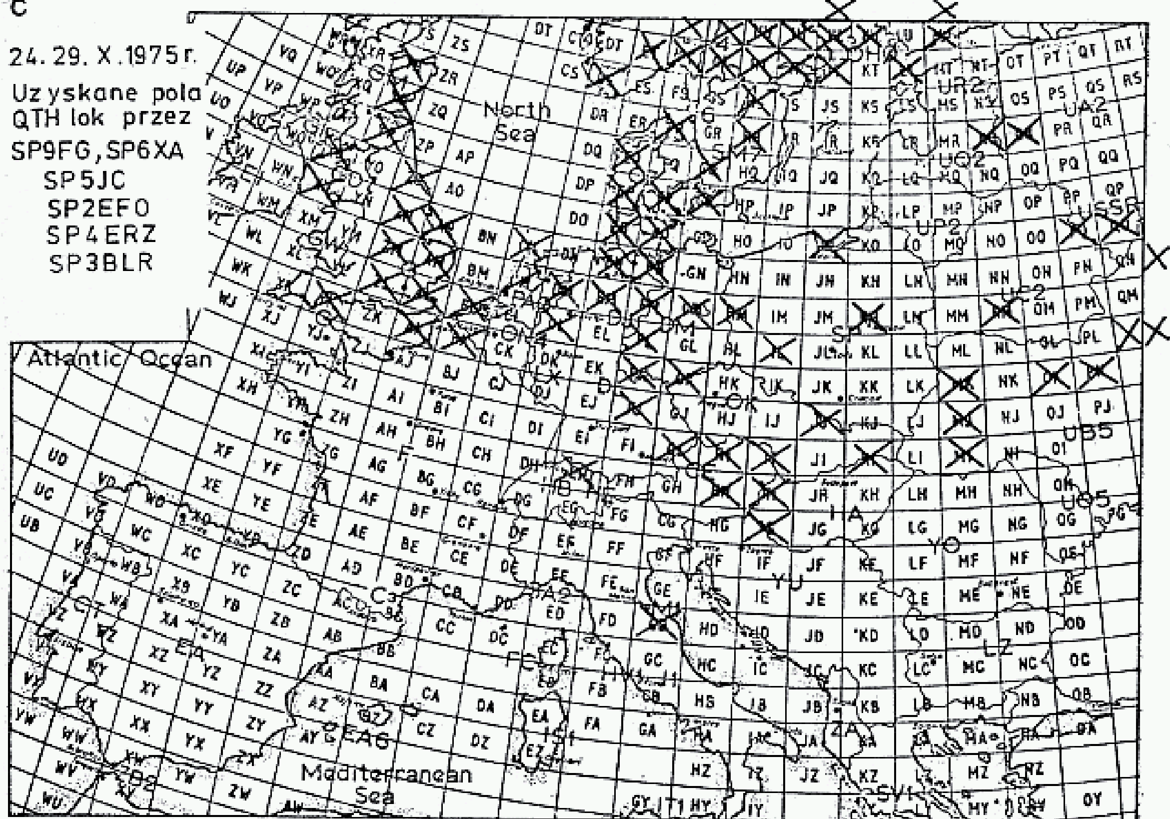


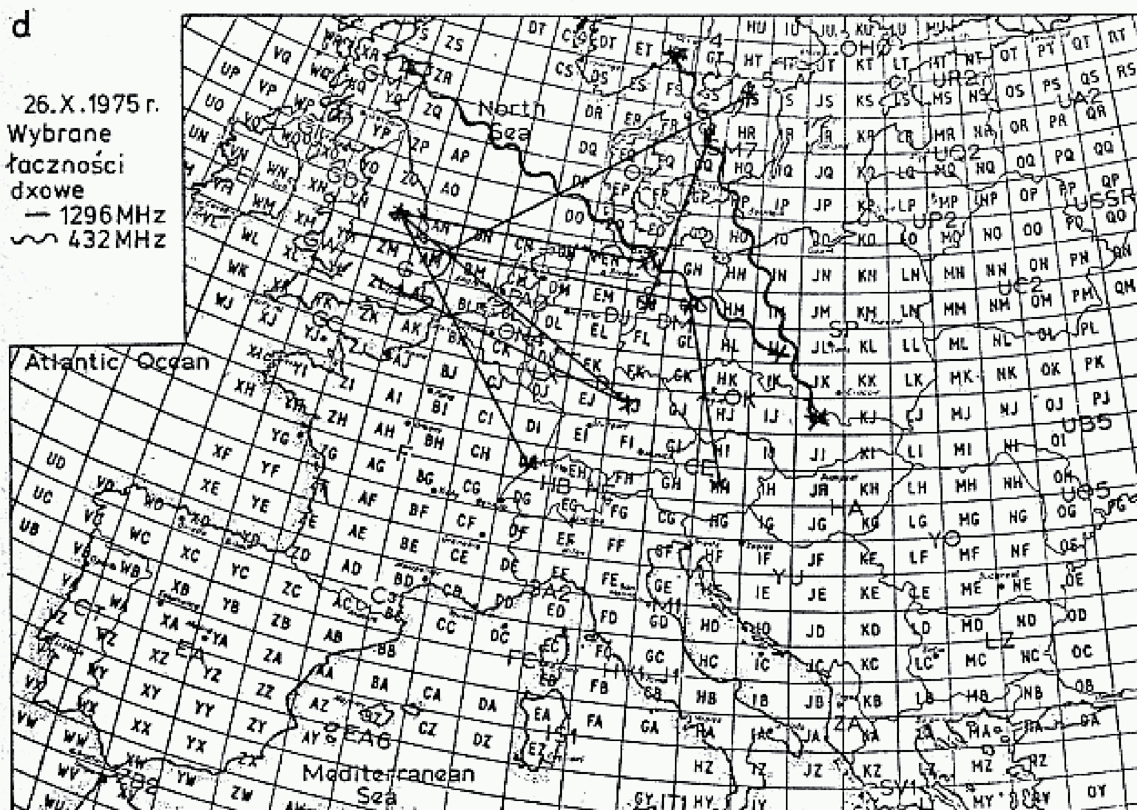
2.18. Sytuacja meteorologiczna
a — nad środkową Europą w czasie stacjonarnego wyżu, b — przekrój atmosfery — rozkład temperatury *T*, wilgotności *S* i wskaźnika refrakcji z wysokości, c — wybrane łączności dx-owe zrobione przez 6 stacji SP w czasie wyżu, d — wybrane łączności dx-owe w czasie wyżu w pasmie 432 i 1296 MHz



[12]. Na początku podawany jest prefiks i numer stacji sondującej, a następnie blok informacyjny.

Przy odczytywaniu danych meteorologicznych należy pamiętać o tym, że wysokość sondy często określana jest na podstawie mierzonego przez nią ciśnienia.





Odebrane dane meteorologiczne umożliwiają zrobienie wykresu pokazanego na rys. 2.18. Wykresy takie podają niektóre czasopisma (DUBUS, CQDL) dla wyjaśnienia sytuacji meteorologicznej, w której wystąpiły szczególnie dobre warunki propagacji dalekosiężnej.

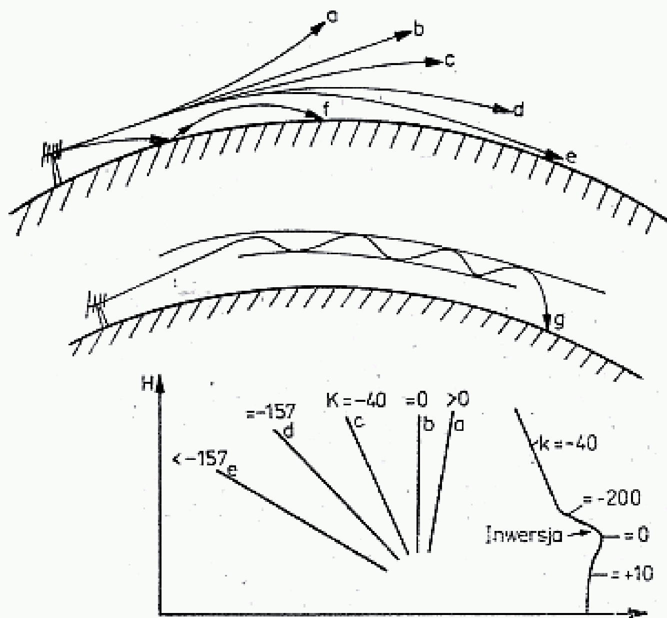
Charakter zmiany wskaźnika refrakcji wpływa decydująco na kształt toru

Tablica 2.2.2

Częstotliwości niektórych stacji podających komunikaty meteorologiczne

Radiodalekopis — RTTY					
Bracknell	GFL	4,489,	14,356,	18,230 (d),	6,835 (n)
Offenbach	DDF	7,880,	11,638 (d),	4,583 (n),	5,859 (n)
	DDA	13,882,5 (d)	DFS	18,700 (d)	
Paris	HXX	8,163,	14,980 (d)	17,655 (d),	4,013,5 (n)
Faksymile —	FAX				
Bracknell —	GFA	3,289,5	8,040,0	11,086,5	14,582,5
Offenbach	DCF	134.2			
Paris	FTI	8,085,	12,260 (d),	4,035 (n)	

d — dzień, n — noc, częstotliwość w kHz.



2.19. Refrakcja troposferyczna:

a	— infrarefrakcja	$K > 0$
b	— brak refrakcji	$K = 0$
c	— refrakcja normalna	$K = -40$
d	— refrakcja krytyczna	$K = -157$
e	— superrefrakcja	$K < -157$
f	— dukt przyziemny,	
g	— dukt uniesiony	

fali elektromagnetycznej. Na rysunku 2.19 pokazano kilka typowych przypadków dla różnych wartości gradientu wskaźnika refrakcji K określonego wzorem (2.42). Zakrzywienie toru promienia fali radiowej wydłuża jego drogę przed zetknięciem się z powierzchnią Ziemi, zwiększa się więc zasięg radiowy, tak jakby Ziemia była bardziej płaska, czyli tak jakby jej promień był większy niż rzeczywisty. Promień równoważny Ziemi oblicza się z zależności [7, 8]:

$$r_z' = \frac{r_z}{1+10^{-6}\cdot r_z K} \quad [\text{km}] \tag{2.45}$$

gdzie: $r_z = 6371,22$ km — rzeczywisty promień Ziemi,

$K = \Delta N/\Delta H$ — gradient wskaźnika refrakcji.

W warunkach normalnej atmosfery ($K = -40$) promień jest lekko ugięty w kierunku Ziemi (rys. 2.19-c) i horyzont radiowy oddala się. W takich warunkach odległość horyzontu oblicza się nie z równania (2.13), lecz z zależności:

$$r_r = 4{,}12\,(\sqrt{h_{N\,[\text{m}]}}+\sqrt{h_{0\,[\text{m}]}}) \quad [\text{km}] \tag{2.46}$$

Odległość horyzontu radiowego w warunkach normalnej atmosfery można odczytać także z rys. 2.5.

Podstawiając do wzoru (2.45) wartość $K = -40$ otrzymujemy stosunek $r'_z/r_z = 4/3$, co oznacza że w tych warunkach fala rozchodzi się tak jakby Ziemia miała promień większy o około 30%.

Rozpatrzmy teraz sytuację, gdy występują odchylenia od normalnego rozkładu wskaźnika refrakcji, tj. od $K = -40$. W przypadku, gdy $K = 0$ (rys. 2.19b) tor promienia jest linią prostą. Warunki propagacji zbliżają się do warunków w wolnej przestrzeni. Stosunkowo rzadko pojawia się stan infrarefrakcji, tj. gdy $K > 0$. W takiej sytuacji promień ulega odchyleniu do góry i omija anteny odbiorcze znajdujące się jeszcze w zasięgu optycznym. Znacznie częściej występują przypadki odwrotne, tj. gdy $K < -40$. Promień jest silniej uginany w kierunku od Ziemi. Gdy gradient osiągnie wartość krytyczną $K = -157$, tor fali radiowej jest łukiem równoległym do powierzchni Ziemi (rys. 2.19d). W takiej sytuacji fala radiowa może rozchodzić się tak jakby Ziemia była płaska, tj. znacznie poza horyzont radiowy, o ile tylko warunki gradientu krytycznego panują na całej trasie. Jeśli gradient $K < -157$, to znaczy, że w troposferze występuje jeszcze większe odchylenie od normy, promień fali jest tak silnie zakrzywiony, że powraca na Ziemię w znacznej odległości. Stan taki nazywamy superrefrakcją. Są to warunki korzystne do dalekosiężnych łączności. W przypadku gradientu krytycznego fala może rozchodzić się na pewnej wysokości nad Ziemią omijając niżej położone anteny i być wykrywana dopiero przez anteny położone na wzniesieniach. W przypadku superrefrakcji fala powraca na Ziemię w określonym miejscu, tym bliższym miejsca emisji, im gradient K jest bardziej ujemny $K \ll -157$. Fala ta po odbiciu się od Ziemi może znów dostać się do warstwy powietrza, która ją ponownie ugnie do Ziemi (rys. 2.19f). Występuje wtedy tak zwany dukt przyziemny, w którym fala wielokrotnie odbita i załamana dociera do odległych korespondentów poza horyzontem radiowym, będąc jednocześnie niedostępną dla tych, którzy znajdują się między miejscami odbicia. Opisane przypadki (pokazane na rys. 2.19a-f) dają ogólny pogląd na zjawisko refrakcji. W rzeczywistości warstwa powietrza z określonym gradientem zajmuje ograniczony obszar i ma określoną grubość. Jest ona otoczona warstwami o innych gradientach i w związku z tym trasa fali może składać się z kilku różnych łuków. W szczególnym przypadku warstwa powietrza może być otoczona od dołu i góry powietrzem o małym gradiencie i wtedy promień fali, który dostał się gdzieś do takiej warstwy jest w niej prowadzony tak jak w falowodzie. Stan taki nazywamy duktem uniesionym. W którymś miejscu takiego duktu warunki mogą ulec zmianie i fala zostanie ugięta do Ziemi lub wypuszczona w górne warstwy atmosfery.

Pułapy duktów przyziemnych znajdują się na wysokości kilkuset metrów nad lądem, rzadko dochodzą do 2 km. Nad morzem pułapy mogą tworzyć się już na wysokości kilkunastu metrów. Dukty takie przenoszą fale radiowe na duże odległości, mniej więcej jednakowo w pasmach UKF i MKF. Dukty uniesione mogą powstać także na wysokościach od kilkunastu metrów nad morzem do kilkuset metrów nad lądem. Ich grubość decyduje jednak o zdolności przenoszenia fal. Grubość duktu uniesionego powinna mieć co najmniej 130 m przy 144 MHz, 50 m przy 432 MHz i 20 m przy 1296 MHz i dlatego dukty uniesione, dobrze przenoszące

sygnały w pasmie 1296 MHz mogą być nieprzydatne w pasmie 144 MHz. Zjawiska takie były obserwowane wielokrotnie (DL9AR, UkW Berichte [1/73]).

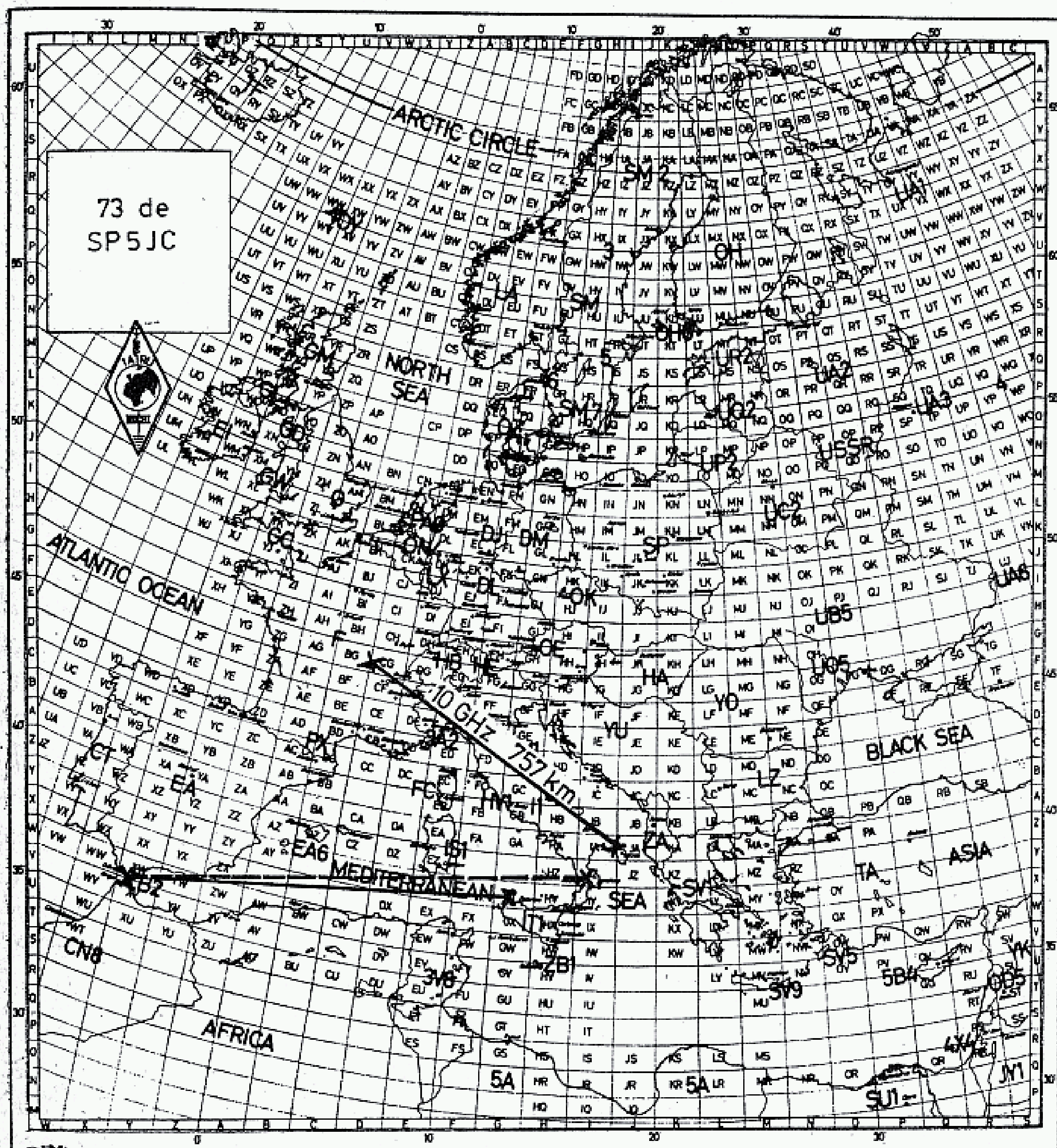
Szczególnie rozległe stacjonarne dukty tworzą się jesienią, w czasie tzw. zgniłego wyżu. Na rysunku 2.18a pokazano sytuację meteorologiczną w dniu 26.10.1975 r. Podobna sytuacja utrzymywała się w okresie od 24 do 29 października 1975 r. Świadczy to o braku ruchu mas powietrza w dolnych warstwach atmosfery. Sprzyjało to utworzeniu się rozległej warstwy bardzo wilgotnego powietrza do wysokości około 1000 m, nad którą znajdowało się czyste, suche powietrze. W takiej sytuacji górne warstwy powietrza silnie nasłonecznione miały wyższą temperaturę niż warstwy przyziemne (rys. 2.18b). Obserwator znajdujący się w górach widziałby wyraźną granicę warstwy inwersyjnej: na dole szara masa jakby zadymionego powietrza, powyżej ostrej granicy piękne czyste niebo pełne słońca. Obserwator taki niestety często musi zadowolić się tylko pięknym widokiem inwersji, gdyż fale radiowe licznych stacji pracujących poniżej warstwy inwersyjnej do niego nie docierają, a nawet nie jest on w stanie nawiązać łączności ze stacjami w zasięgu widzialności, gdyż fale odbijają się od warstwy inwersyjnej jak od powierzchni lustrzanej.

W czasie pokazanych na rys. 2.18 warunków meteorologicznych nawiązano w Europie setki łączności w pasmie 144, 432 i 1296 MHz, na odległości ponad 1000 km. Przykładowo w pasmie 432 MHz: SP9FG (JJ) z LA4WN (FT), SP6BPR (IL) z GM3ZSS (YR), SP9EGM (JJ) z SK6AB (FR) z zagranicznych: I4EAT/4 (FE) z LX1SI (DJ), a w pasmie 1296 MHz HB9AMH (DH) z GD2HDZ (XO). Na rysunku 2.18c pokazano (Dubus 5/75) pola QTH lok zrobione w tym czasie przez stacje polskie. Jak widać, zasięg stacji był bardzo duży i rozległy w całej Europie.

Dukty troposferyczne są użyteczne także w zakresie MKF. Przykładem może być światowy rekord odległości w pasmie 10 GHz, uzyskany 12 lipca 1980 r. przez stacje włoskie. Jedna ze stacji, obsługiwana przez IW3EHQ/3 i I3SOY/3, znajdowała się na Col Visconti w Alpach włoskich, w kwadracie GG 72j, na wysokości 1650 m, druga I0SNY/7 znajdowała się nad brzegiem Adriatyku w Brindisi (IA3Od), w odległości 757 km. Po dziesięciogodzinnym oczekiwaniu, tuż po zachodzie Słońca, o godz. 19.27 UTC powstała rozległa warstwa inwersyjna nadmorska, która pozwoliła na utrzymanie dwustronnej łączności przez kilkanaście minut. Łączność ta była koordynowana w pasmie 144 MHz. W czasie wystąpienia warunków łączności na 10 GHz, warunki na 144 MHz zdecydowanie się pogorszyły na przeciąg 10 minut. Po obu stronach używane były anteny paraboliczne o średnicy 1 m oraz transiwery Gunplexer o mocy około 15 mW. Odchylenie anten o 2° od właściwego kierunku powodowało zanik łączności. Rekord ten był poprzedzony próbami robionymi rok wcześniej (12 lipca 1979 r), w czasie których o tej samej porze (19.00 UTC) przeprowadzono łączności w pasmie 10 GHz bezpośrednio nad Adriatykiem, między stacjami I0SNY/7 i I3RGH/3 na odległość 550 km i dzień później między stacjami I0SNY/7 i I3CLZ/3 na odległość 582 km (rys. 2.20).

Następną udaną próbę przeprowadzono w Grecji, przekraczając 700 km. W końcu 3 lipca 1982 r. pokonano barierę 1000 km, za której przekroczenie Microwavs Associates wyznaczyło wysoką nagrodę. Stacja I0SNY/EA5, pracująca w pobliżu Walencji przeprowadzała łączność z I0YLI odległym o 1101 km. W trzy dni

później rekord ten pobito z IWØBFZ (1117 km), a 10.7.82 r. ta sama para uzyskała łączność na odległość 1166 km. Na tym jednak nie poprzestano. W 1983 r. zorganizowano wyprawę do Ceuty (XVO4e) położonej na wprost Gibraltaru na lądzie afrykańskim. Zainstalowana tam stacja IØSNY 5.7. 1983 r. o godz. 15.04 przeprowadziła w pasmie 1296 MHz łączności z I8TUS/8 z IZ41h na odległość 1914 km, co stanowi rekord Europy. Rekord światowy należy do KH6HME i N6CA za łączność na odległość 3977 km w dniu 24.06.84 r. (QST 9/84).



2.20. Rekordowa łączność 12 lipca 1980 r. w pasmie 10 GHz

Trzy dni później, 8.7.1983 r., stacja IØSNY rozpoczęła próby w pasmie 1296 MHz ze stacjami z Sycylii, po czym o godz. 16.00 nawiązała łączność w pasmie 10 GHz z IWØBCU/IT9 GY64c, QRB 1621 km, a o godz. 19.00 ze stacją z maleńkiej wysepki Ustica IØYLI/IE9 na odległość 1663 km. Jest to aktualny rekord światowy w pasmie 10 GHz. W rok później stacja IØCHY pokusiła się o zdobycie rekordu

światowego w pasmie 24 GHz. Miało to miejsce 25.4. 1984 r. we Włoszech, między stacjami I4BER/I0CHY (GD44b) i IW3EHQ/I3SDY (GG72), odległymi o 289 km (Radiocommunication 7/84).

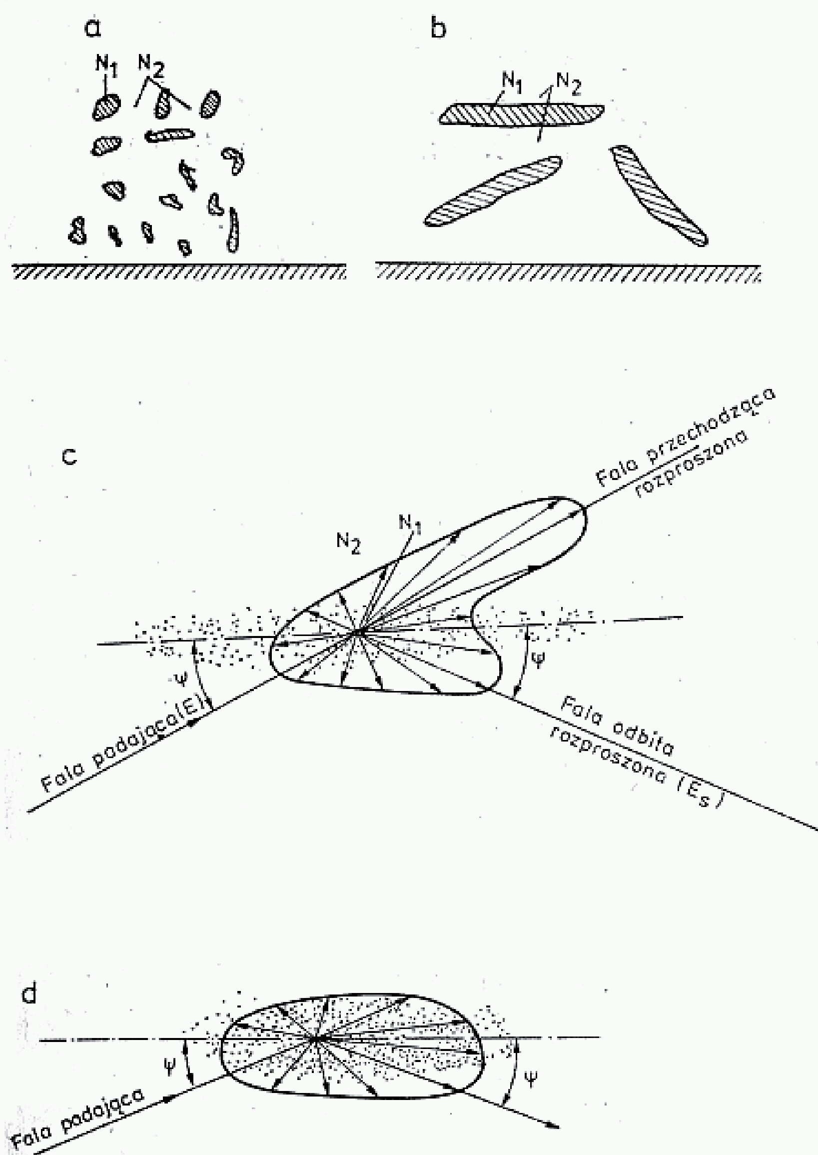
2.2.7 Rozpraszanie troposferyczne

Powietrze, w wyniku nagrzewania się przy powierzchni Ziemi, jest w ciągłym ruchu. Jeśli prędkość ruchu postępowego mas powietrza przekroczy pewną wartość, to ruch uporządkowany (laminarny) jest zakłócany i przekształca się w turbulencyjny (wirowy). Początkowo tworzą się wiry większe, które następnie rozdrabniają się na coraz mniejsze, aż do stanu, gdy energia najmniejszych wirów, na skutek przezwyciężania sił lepkości, przekształci się w ciepło. Ruch wirowy powoduje powstanie w troposferze lokalnych niejednorodności.

W stanie zrównoważonej troposfery wskaźnik refrakcji N maleje regularnie ze wzrostem wysokości. Niewielkie objętości powietrza z dolnych warstw o wskaźniku refrakcji N_1 unoszą się do góry, gdzie znajdują się w otoczeniu powietrza o wskaźniku refrakcji N_2. Następuje rozbicie unoszonego powietrza na poszczególne pęcherze, które także się rozbijają, aż powstanie mieszanina powietrza, w którym obok siebie wystąpią obszary o wskaźniku N_1 i N_2. Z czasem pęcherze rozpraszają się całkowicie, lecz w wyniku trwających nadal ruchów termicznych powietrza powstają nowe pęcherze i dlatego utrzymują się nadal niejednorodności troposfery z określoną wielkością zakłóceń $\Delta N = N_1 - N_2$, gęstością ich rozłożenia oraz wielkością obszarów z odchylonym o ΔN wskaźnikiem refrakcji (rys. 2.21). Zgodnie z oczekiwaniem stopień odchylenia ΔN jest większy w dolnych warstwach powietrza, gdyż ruchy powietrza są tam silniejsze oraz wskaźnik refrakcji N jest większy. Na dużych wysokościach (3—10 km) ruchy wirowe powietrza są mniejsze oraz mniejsze jest N, stąd i odchylenia ΔN są mniejsze. Z tych samych powodów niejednorodności są większe latem niż zimą oraz większe w strefie zwrotnikowej niż podbiegunowej. W określonych warunkach niejednorodności mogą mieć postać rozległych warstw lub poszczególnych pęcherzy (rys. 2.21a i b). Jeśli rozmiary warstwy są znaczne to występuje zjawisko refrakcji opisane w poprzednim rozdziale. W dalszym ciągu opisane będą zjawiska związane z warunkami propagacji wykorzystującej rozproszenie fal radiowych na licznych, lecz stosunkowo niewielkich obszarach z odchylonym wskaźnikiem refrakcji. Ten rodzaj propagacji nazywany jest propagacją na rozproszeniu troposferycznym (ang.: *troposcatter*, w skrócie TS).

Fala radiowa, natrafiająca na niejednorodności, ulega częściowemu rozproszeniu, częściowo ulega odbiciu, częściowo zaś osłabiona przechodzi przez obszar rozpraszania (rys. 2.21c i d). Podział energii między falę rozproszoną, odbitą i przechodzącą zależy od szeregu czynników, przede wszystkim od gęstości niejednorodności, stopnia odchylenia ΔN w poszczególnych pęcherzach oraz od ich rozmiarów w kierunkach pionowym i poziomym w stosunku do długości fali.

W matematycznych opisach zjawiska rozpraszania stosuje się tzw. funkcję korelacji [12]. Opisują one dwa skrajne przypadki. W jednym obszar niejednorodności jest rozległy, z dużym, ostro odgraniczonym odchyleniem ΔN i rozproszenie ma charakter quasi-zwierciadlany (rys. 2.21c). W tym przypadku natężenie fali



2.21. Niejednorodność w troposferze:

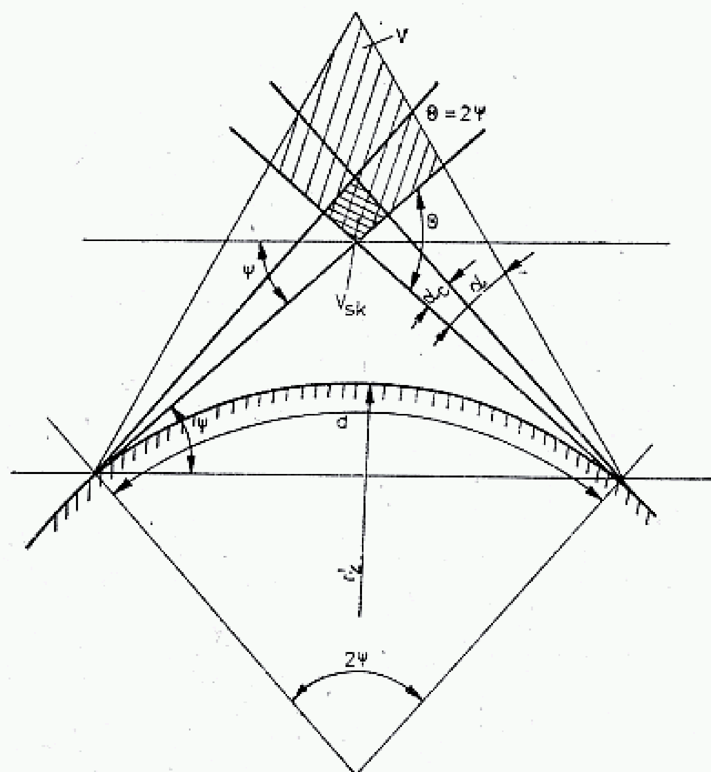
a — niewielkie pęcherze powietrza o większym współczynniku refrakcji,
b — rozleglejsze warstwy,
c — rozproszenie quasi-zwierciadlane,
d — rozproszenie, gdy obszar rozpraszania jest mniejszy od strefy Fresnela

rozproszonej E_s znacznie rośnie, gdy maleje kąt nadejścia ψ oraz mało zależy od częstotliwości. Natomiast w przypadku rozproszenia na obszarach o wymiarach mniejszych od przekroju pierwszej strefy Fresnela w miejscu rozproszenia, natężenie fali rozproszonej E_s zależy silniej od częstotliwości i jest tym większe, im fala jest krótsza, zaś mniej zależy od kąta nadejścia ψ. Gdy rozmiar niejednorodności jest mniejszy od długości fali, rozpraszanie typu TS nie występuje.

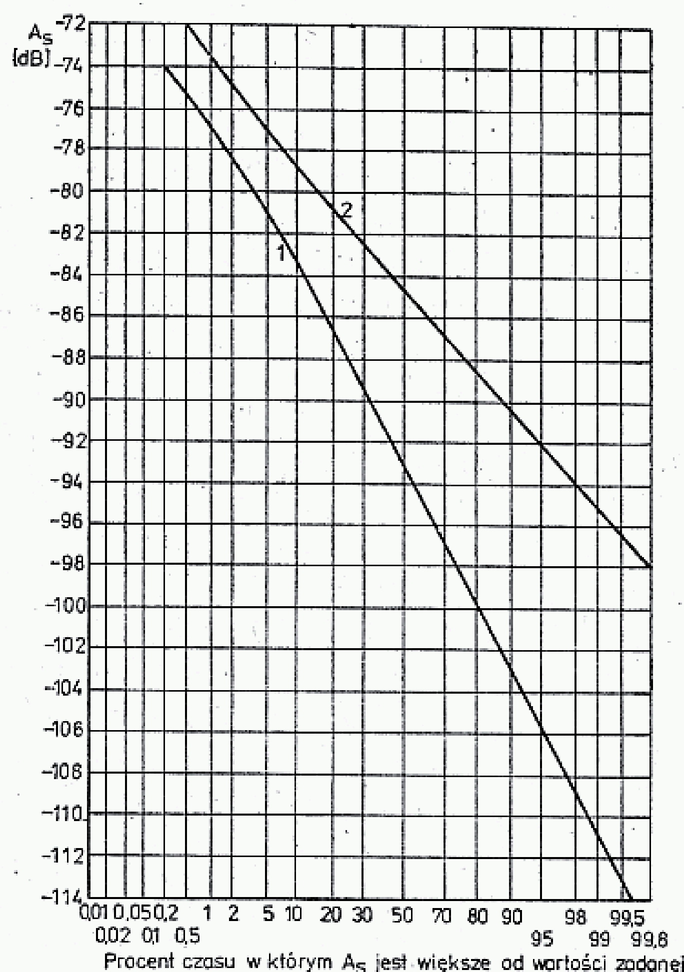
Dobrą analogię TS może stanowić znane zjawisko z optyki. Gdy strumień światła z reflektora natrafi na skondensowaną parę wodną (mgłę), to w zależności od jej gęstości i stopnia kondensacji wystąpi różny podział ilości światła w kierunku strumienia i w kierunkach bocznych. Podobne zjawisko obserwujemy w nocy nad miastem, gdzie nawet przy braku mgły, cząsteczki pyłu rozpraszają światło tworząc łunę miejską. Wystarczyłoby teraz by źródło światła było modulowane, a będziemy mogli w ten sposób przekazać informację na dużą odległość, mimo braku bezpośredniej widoczności źródła światła.

W praktyce obie anteny, nadawczą N i odbiorczą O ustawiamy w kierunkach „na siebie", tj. wzdłuż łuku wielkiego koła (rys. 2.22). Anteny promieniują wiązkami o szerokości kątowej $\alpha_1 \alpha_2$. W miejscu przecinania się tych wiązek występuje obszar wspólny V, w którym występujące niejednorodności powodują rozpraszanie fali

wysłanej z nadajnika. W różnych punktach obszaru V wiązki tworzą różne kąty Θ, nazywane kątami rozproszenia. Natężenie pola rozproszonego E_s maleje w przybliżeniu proporcjonalnie do czwartej potęgi kąta rozproszenia Θ. Z tego powodu dolne części obszaru przenoszą większą część pola, zaś górne są mało użyteczne. Zwężając



2.22. Sytuacja w łącznościach TS na odległość *d*.



2.23. Średnia głębokość powolnych zaników przy odbiorze anteną silnie kierunkową (G = 45 dB — krzywa 1) i słabokierunkową (G = 22 dB — krzywa 2) na fali 1 GHz na trasie 303 km. Zysk anteny nadawczej wynosił 22 dB [12]

wiązkę promieniowania α do pewnej wartości krytycznej α_c zmniejszamy objętość do V_{sk}, zwiększamy gęstość energii w obszarze rozpraszania i uzyskujemy wzrost poziomu sygnału odbieranego. Dalsze zawężanie wiązki ($\alpha < \alpha_c$), uzyskiwane w wyniku stosowania anten o większym zysku G prowadzi do zmniejszenia objętości V poniżej V_{sk} i przyrost natężenia pola jest mniejszy od przyrostu zysku anten. Zjawisko to jest nazywane stratami zysku anteny, albo tłumieniem apertury anteny. Wartość krytyczna szerokości wiązki wynosi około $\alpha_c = 1,7°$. W praktyce amatorskiej tak wąskie wiązki są możliwe do uzyskania dla częstotliwości w pasmie 1296MHz i większych.

Natężenie pola w punkcie odbioru ulega ciągłym wahaniom, spowodowanym przypadkowością zjawiska rozpraszania w obszarze V. Przy antenach ostrokierunkowych ($\alpha < \alpha_c$) wahania natężenia pola są znacznie większe niż przy antenach szerokokierunkowych ($\alpha > \alpha_c$), gdyż w tych ostatnich natężenie pola jest uśrednione z większego obszaru V.

Wielkość powolnych zaników opisywana jest metodami statystycznymi, podającymi procent czasu, w ciągu którego tłumienie jest większe od zadanej wartości (rys. 2.23). Na przykład dla mediany, tj. 50% czasu tłumienia dla anteny szerokokierunkowej (*2*) nie przekracza $-84,5$ dB, zaś dla anteny ostrokierunkowej (*1*) nie przekracza -93 dB, a tylko w ciągu 1% czasu jest ono mniejsze odpowiednio od $-73,5$ dB i -77 dB. Praktyczne obliczania tłumienia trasy można przeprowadzić metodą podaną przez dr Gannaway G3YGF (Dubus 2/80).

Średnie tłumienie trasy, nie uwzględniające zaników, jest sumą tłumień wolnej przestrzeni A_p, rozpraszania A_s, apertury A_{ap} i wskaźnika refrakcji A_N:

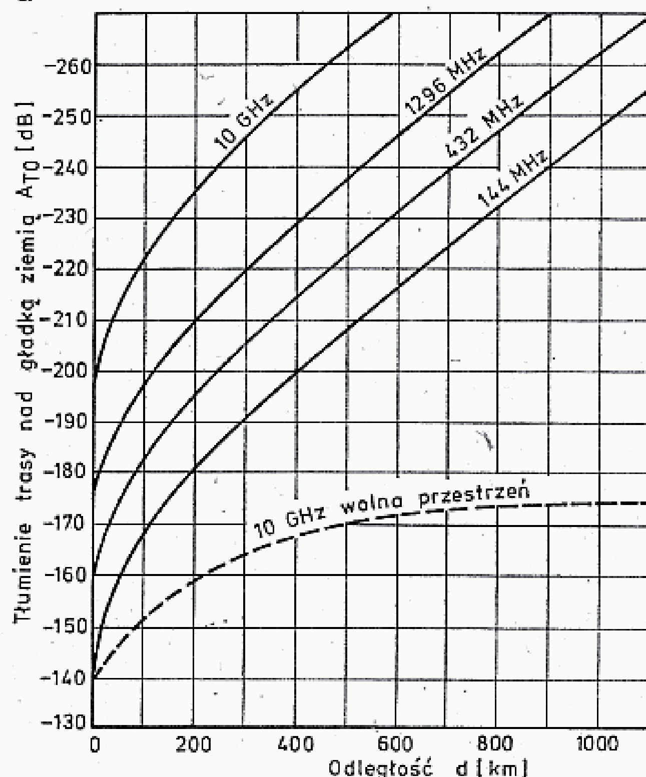
$$A_T = A_p + A_s + A_{ap} + A_N \ \text{[dB]} \qquad (2.47)$$

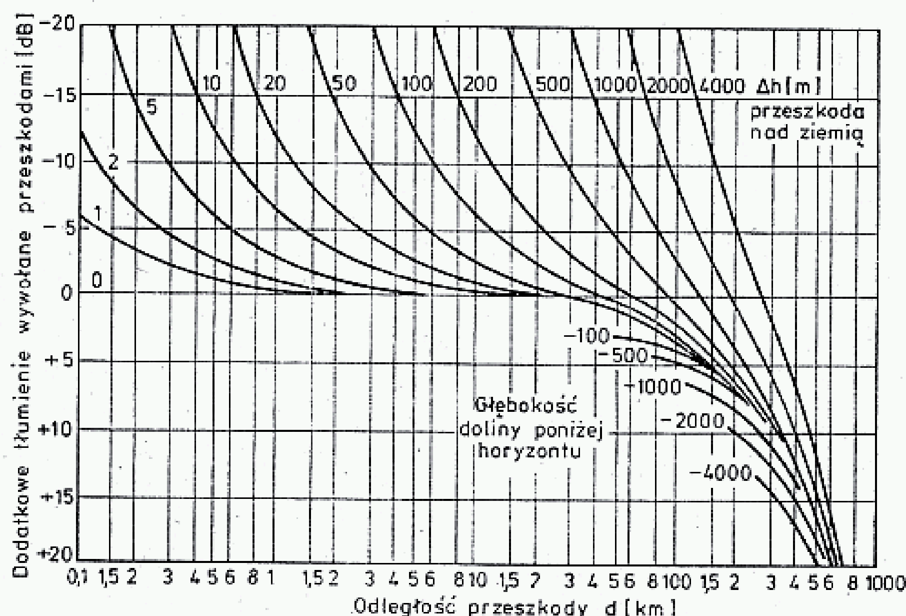
Z obliczeń tych, potwierdzonych eksperymentami przeprowadzonymi przez G3YGF (Radiocommunication 8/81) wynika, że:

— każde powiększenie trasy TS o 100 km przynosi wzrost tłumienia tylko o 10 dB (rys. 2.24a), a więc mniej niż to występuje przy dyfrakcji fal (rys. 2.15);
— jeśli na trasie znajduje się przeszkoda w postaci wzniesienia o wysokości Δh nad Ziemią, w odległości d od anteny po każdej stronie, to tłumienie wzrasta o około 10 dB na każdy stopień podniesienia linii widoczności obszaru V (rys. 2.24b);
— jeśli na poszczególnych pasmach zastosuje się ekwiwalentne urządzenia nadawczo odbiorcze i anteny o tej samej aperturze fizycznej, to zasięg TS niewiele będzie zależał od częstotliwości.

Jak już podano, sygnały TS podlegają znacznym zanikom. W pasmie 10 GHz fala nośna jest chropowata, modulowana przez proces rozpraszania z częstotliwością około 50 Hz. Występują zaniki o okresie około 1 min. W dłuższym okresie sygnały wykazują dzienną zmienność ± 5 dB, często rosnąc wieczorem, gdy występują silniejsze prądy wznoszące. Występuje poza tym roczna zmienność, ze szczytem amplitudy latem i minimum zimą. Zjawiska zaników występują także na mniejszych częstotliwościach, lecz szybkość zaników jest odpowiednio mniejsza. Szybkie zaniki wywołane są przez szybko przemieszczające się warstwy powietrza. Ruch ten może wywołać modulację amplitudy i częstotliwości rozproszonego sygnału. Modulacja

częstotliwości jest wynikiem rozpraszania sygnału od mas powietrza poruszającego się z dużą prędkością i w różnych kierunkach, co powoduje powstanie przesunięć Dopplera częstotliwości sygnału. W pasmie 10 GHz przy szybkości powietrza 50 km/h daje to przesunięcie o około 500 Hz, a więc energia fali nośnej będzie rozłożona w pasmie ponad 1 kHz, dając sygnał podobny do zorzowego. Poza tym obserwowane są wahania poziomu sygnałów ±10 do 15 dB, wywołane frontami burzowymi i odbiciami od samolotów. W czasie wzmożonych warunków propagacji TS obserwuje się je jednocześnie i w pasmach UKF i MKF.





2.24. Wykresy do obliczania tłumienia trasy

a — tłumienie trasy nad gładką ziemią bez przeszkód, do horyzontu zerowego,
b — dodatkowe tłumienie wnoszone przez przeszkodę na jednej ze stron o wysokości Δh i odległej o d od anteny. Jeśli przeszkody występują przed obiema antenami, to dodatkowe tłumienie składowe dodajemy. Przy pracy ze szczytów górskich tłumienie jest zmniejszone — występuje zysk

2.2.8 Zakłócenia troposferyczne

Troposfera jest miejscem powstawania licznych zakłóceń, utrudniających odbiór radiowy także w pasmach UKF i MKF. Część z nich powstaje w wyniku działalności ludzkiej — są to urządzenia przemysłowe, radary, harmoniczne nadajników, w szczególności telewizyjnych i radiotelefonów, instalacje zapłonowe w samochodach i wiele innych. Eliminacja tych zakłóceń, o ile jest to możliwe, powinna następować w miejscu ich wytwarzania. W pobliżu nadajników telewizyjnych silne pole na częstotliwościach pozą pasmami amatorskimi oddziałuje na odbiornik wywołując jego przesterowanie. W tym przypadku zmniejszenie poziomu zakłóceń wymaga poprawienia odporności odbiornika na silne pole oraz stosowania odpowiednich anten i filtrów.

Zakłócenia wywołane przez zjawiska naturalne, na przykład burze, nie mogą być wyeliminowane u źródła. Mogą być one złagodzone, podobnie jak poprzednio, przez odpowiednie zwiększenie odporności odbiornika i przez zastosowanie właściwych anten.

Do podstawowych źródeł zakłóceń pochodzenia naturalnego zalicza się:
— wyładowania burzowe,
— szum jonizacyjny,
— szum termiczny.

W naszej strefie klimatycznej wyładowania burzowe są zjawiskiem dość rzadkim, sumaryczny czas trwania burzy w ciągu roku wynosi w terenie równinnym około 1 h, a w górskim około 1,5 h. Ośrodki burzowe odległe o kilka kilometrów dają słabe zakłócenia w pasmach UKF, a przy pracy FM są niemal niedostrzegalne. Fronty burzowe mogą być natomiast przyczyną chwilowych zaników propagacji, lecz mogą być także korzystne dla propagacji TS. Ostatnio czyniono próby nawiązywania łączności w odbiciu od śladów zjonizowanego i gorącego powietrza w miejscu przebiegu wyładowania piorunowego. Stosując taką technikę jak w łącznościach MS udawało się nawiązywać łączność na odległości do kilkuset kilometrów. Czas życia obszaru rozpraszającego jest jednak bardzo mały i na ogół nie przekracza 2—3 s. Tak więc problem wyładowań burzowych sprowadza się w technice UKF głównie do ochrony instalacji przed przepięciami.

Bardzo przykre natomiast są szumy jonizacyjne. Są one dwojakiego rodzaju. Pierwszy występuje na terenie całego kraju i jest wywołany przez naładowane krople deszczu lub płatki śniegu opadające na antenę. Każda taka kropla przekazuje antenie pewną ilość ładunku elektrycznego, który w elementach rezonansowych wzbudza krótkie impulsy dochodzące do odbiornika w postaci trzasków. Zjawisko to występuje szczególnie silnie w pierwszych chwilach ulewnego deszczu, najpierw jako pojedyncze trzaski, przechodzące następnie w coraz gęstszy szum. Uziemienie anteny i metaliczne połączenie elementów anteny z nośnikiem i masztem praktycznie nie zmniejsza poziomu szumu.

Drugi rodzaj szumu jonizacyjnego występuje szczególnie często w górach. Silnie zjonizowane chmury nad szczytami, a nawet silny suchy wiatr wywołują indukcyjne ładowanie się wszystkich przewodzących przedmiotów do bardzo wysokich napięć. Z końców anteny oraz pobliskich, ostro zakończonych przedmiotów antenowych (piorunochrony) pod wpływem dużego natężenia pola są emitowane

elektrony, które pobudzają otaczające powietrze do świecenia (jonizacji). Zjawisko to jest znane jako ognie św. Elma. Ulot elektronów jest źródłem bardzo silnych szumów. Niejednokrotnie obserwowano prąd ulotu z 9-elementowej anteny typu Yagi wynoszący około 50 µA, napięcie szumów na poziomie kilkuset miliwoltów.

Jeśli wszystkie elementy anteny są ze sobą metalicznie połączone, a całość jest uziemiona, to szumy pojawiają się dopiero przy dość znacznym natężeniu pola indukowanego. Jeżeli natomiast dipole w antenie są odizolowane od nośnika metalowego, lub gdy przy prostym wibratorze żyła środkowa kabla nie jest metalicznie dołączona do ekranu, to już przy stosunkowo niewielkich natężeniach pola elementy te uzyskują duże napięcie indukowane, pod wpływem którego pojawiają się prądy upływności na powierzchni dielektryków, a nawet przeskoki iskier, będące źródłem bardzo silnych trzasków i szumów. Ponieważ niektóre założenia konstrukcyjne anten wymagają odizolowania dipoli od nośników dla częstotliwości roboczej, celem wyeliminowania w/w zjawiska należy stosować dławiki zwierające dla prądu stałego albo prościej — rezystancje o wartościach kilku kiloomów. Podany sposób znacznie zmniejsza ilość godzin „martwych" dla łączności UKF w terenie górskim, a wywołanych zjawiskiem jonizacji indukowanej.

Odrębny problem stanowią szumy termiczne. Są one odczuwalne dopiero w urządzeniach o bardzo dużej czułości przy skierowaniu anteny na gorące obiekty, w tym na ziemię, zakłady przemysłowe. Problematyka ta będzie szerzej opisana w rozdziale poświęconym łącznościom przez księżyc — MB.

2.3 Propagacja jonosferyczna

2.3.1 Jonosfera

Jonosferą nazywamy zjonizowaną część atmosfery, zalegającą na wysokości powyżej 60 km. Do wysokości 90 km atmosfera ma skład taki sam jak w pobliżu Ziemi. Na dużych wysokościach następuje rozwarstwienie gazów, cięższe (N_2, O_2) zajmują niższe partie atmosfery. W rozrzedzonej atmosferze pod wpływem promieniowania słonecznego zachodzi dysocjacja tlenu i azotu, polegająca na tym, że cząsteczki tych gazów pochłaniają kwant energii i rozszczepiają się na atomy. Jednocześnie ze wzrostem wysokości rośnie temperatura gazów rozumiana jako charakteryzująca ją prędkość chaotycznych ruchów cieplnych cząstek.

Jonizacja polega na usunięciu jednego, lub rzadziej, kilku elektronów z atomu gazu wchodzącego w skład atmosfery. Usunięcie elektronu wymaga wykonania pewnej pracy zwanej pracą jonizacji.

Jonizację można wywołać trzema sposobami:

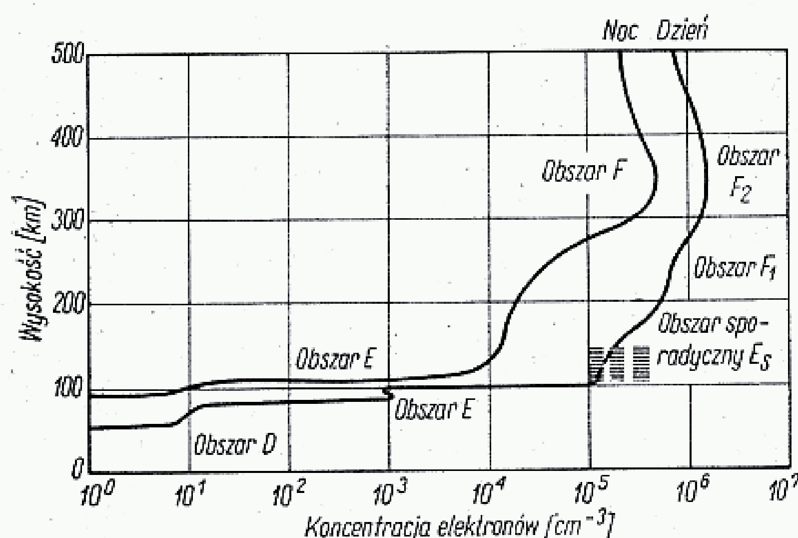
— przez poddanie gazu działaniu promieniowania o energii kwantów przekraczającej pewien poziom; zdolność jonizacji mają fale krótsze od widzialnych (ultrafioletowe);
— na skutek zderzenia atomu gazu z cząstką o dostatecznie dużej energii; energię poruszającej się cząstki wyraża się w elektronowoltach (1 eV = $1{,}602\ 10^{-19}$ J). Zdolność jonizacji zderzeniowej mają cząsteczki o energii ponad 13 eV;
— na skutek silnego rozgrzania cząstek gazu, bądź to wpadającym meteorytem,

lub za pomocą bardzo skoncentrowanej wiązki fal elektromagnetycznych o dużej energii (sztuczna jonosfera) emitowanej w zakresie radiowym, maserowym lub laserowym.

Podstawowym źródłem jonizacji atmosfery jest Słońce. Fotosfera tej gwiazdy o temperaturze około 6000 K promieniuje fale radiowe o bardzo szerokim widmie częstotliwości. Chromosfera i korona o temperaturze rzędu $2 \cdot 10^6$ K są źródłami promieniowania ultrafioletowego (2...30 nm) i miękkiego promieniowania rentgenowskiego (0,8...2 nm). Ponadto Słońce wyrzuca strumienie elektronów, protonów, cząstek α i inne cząsteczki, tworzące promieniowanie korpuskularne, nazywane wiatrem słonecznym.

Równocześnie z powstawaniem jonów i elektronów swobodnych, w atmosferze ziemskiej zachodzi proces odwrotny, tzw. rekombinacji, polegającej na ponownym łączeniu się swobodnych elektronów z dodatnimi jonami. Stopień jonizacji określa gęstość elektronowa N, czyli liczba swobodnych elektronów w jednostce objętości gazu (e/m^3). Im większa jest gęstość elektronowa, tym większe jest prawdopodobieństwo rekombinacji. W określonych warunkach wytwarza się stan równowagi dynamicznej jonosfery. Warunki jonizacji ulegają ciągłym zmianom, skutkiem czego gęstość elektronowa podlega ciągłej fluktuacji. Ponieważ głównym źródłem jonizacji atmosfery ziemskiej jest Słońce, dlatego w godzinach porannych i południowych przeważa proces jonizacji i gęstość elektronowa wzrasta. Po południu zaczyna stopniowo górować rekombinacja, która w porze nocnej jest dominująca, nie niwecząc jednak całkowicie jonizacji dokonanej w porze dziennej. Ostatecznie górne warstwy jonosfery utrzymują się w permanentnym stanie jonizacji.

Na skutek różnej intensywności czynników jonizujących, jak również wskutek niejednorodności składu atmosfery oraz różnicy ciśnień na różnych wysokościach, rozkład gęstości elektronowej jonosfery jest nierównomierny. Dawniej dzielono



2.25. Rozkład gęstości elektronowej w zależności od wysokości [2]

jonosferę na wyraźnie rozgraniczone warstwy, lecz dzisiaj, w wyniku badań rakietowych i satelitarnych mówi się jedynie o obszarach D, E i F jonosfery, odpowiadających wyraźnie zarysowanym maksimum gęstości elektronowej (rys. 2.25), [6].

W ciągu dnia wyróżnia się cztery obszary:

D — od 60 do 90 km,

E — od 100 do 120 km,
F_1 — od 180 do 240 km (tylko latem),
F_2 — od 230 do 400 km.

W nocy obszary D i F_1 zanikają i pozostają tylko obszary E i F_2 ze znacznie zmniejszoną gęstością elektronową.

2.3.2 Aktywność słoneczna

Jak już podano, Słońce jest głównym źródłem jonizacji atmosfery. Strumień energii promienistej i korpuskuł wyrzucanych przez Słońce ulega okresowym i sporadycznym zmianom, co w efekcie wywołuje znaczne zakłócenia w stanie jonosfery. W warunkach „Spokojnego Słońca" emituje ono promieniowanie elektromagnetyczne z mocą $3{,}7 \cdot 10^{23}$ kW oraz cząsteczki w wietrze słonecznym z mocą $4{,}5 \cdot 10^{16}$ kW. Co sekundę Słońce traci wskutek promieniowania $4{,}3 \cdot 10^6$ tony masy oraz w wietrze słonecznym $1 \cdot 10^6$ tony masy.

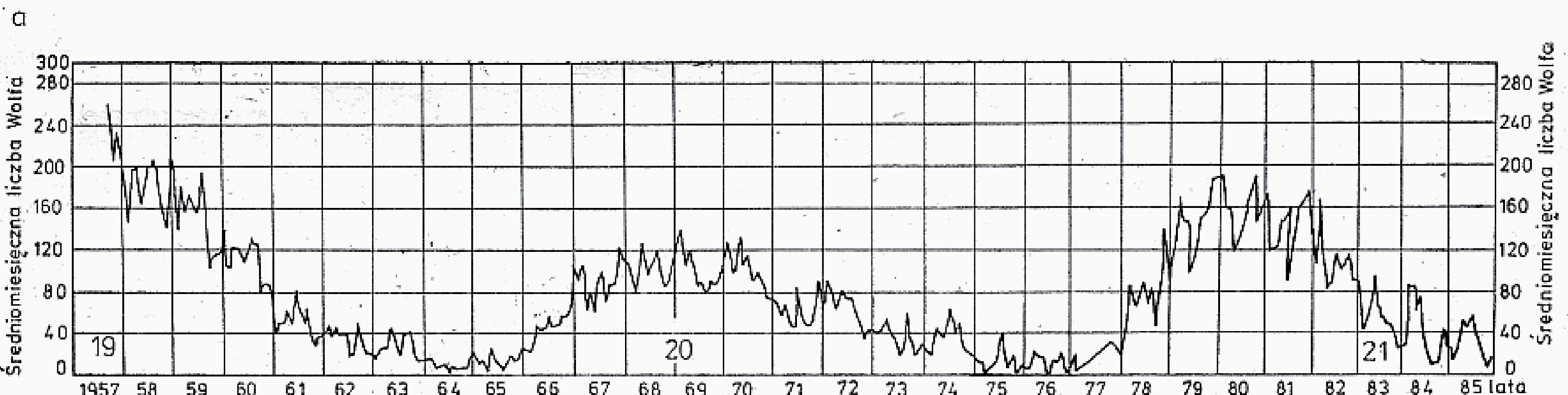
W fotosferze Słońca występują obszary o temperaturze niższej o około 1200 °C, widziane jako ciemniejsze plamy. Plamy te zazwyczaj występują w grupach. Średnice grup dochodzą do setek tysięcy kilometrów, a więc są większe od średnicy Ziemi. Czas życia poszczególnych plam wynosi 1 dzień do kilku miesięcy. W wyniku ruchu obrotowego Słońca plamy przemieszczają się ze wschodniego brzegu tarczy słonecznej ku zachodniemu. Szybkość rotacji fotosfery Słońca zależy od szerokości heliograficznej. Dla szerokości 16° czas obrotu dla obserwatora na Ziemi wynosi 27,3 dnia. Dlatego też po około 27 dniach plamy słoneczne można zobaczyć ponownie prawie w tym samym położeniu. Plamom towarzyszy silne pole magnetyczne, kilka tysięcy razy przewyższające natężenie pola u biegunów Ziemi. Plamy często powstają symetrycznie w stosunku do równika słonecznego i wtedy ich biegunowości magnetyczne są przeciwne [14].

Liczba plam na Słońcu jest zmienna. Podlega ona cyklicznym zmianom w okresie 11 ± 4 lata. Na początku cyklu plamy pojawiają się po obu stronach równika słonecznego w odległości $\pm 30°$. Wraz ze wzrostem liczby plam pojawiają się one coraz bliżej równika. W czasie maksimum liczby plam znajdują się one w pobliżu $\pm 16°$ szerokości heliograficznej, zaś pod koniec cyklu, gdy liczba ich znacznie maleje, występują one głównie w pobliżu $\pm 6°$ i wkrótce pojawiają się plamy nowego cyklu na szerokościach $\pm 35°$. Obserwacje plam słonecznych są prowadzone od 1794 r., a od 1755 r. są numerowane kolejne cykle. Obecnie kończy się 21 cykl. Aktywność Słońca określana jest względną liczbą plam słonecznych R, ustalaną wg metody podanej przez Wolfa, [14]:

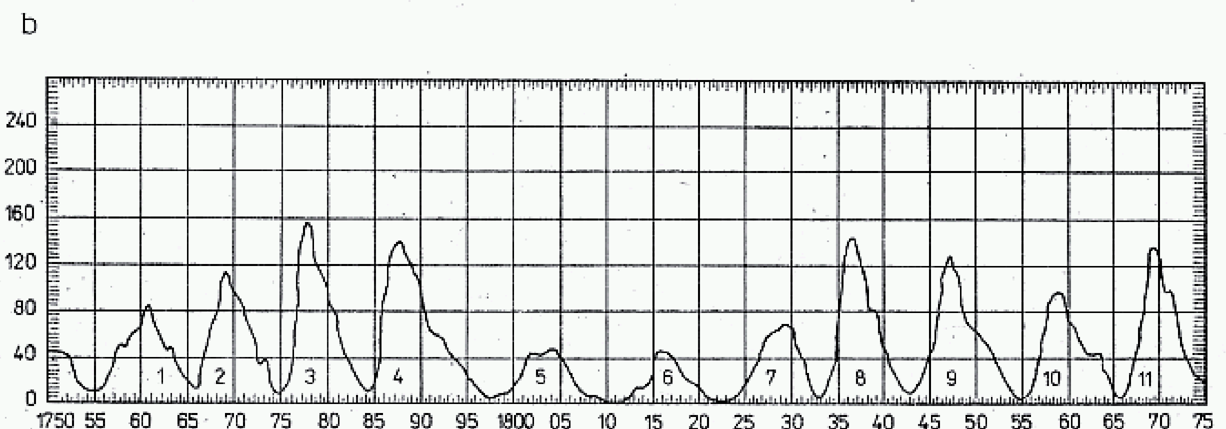
$$R = k(10g + f)$$

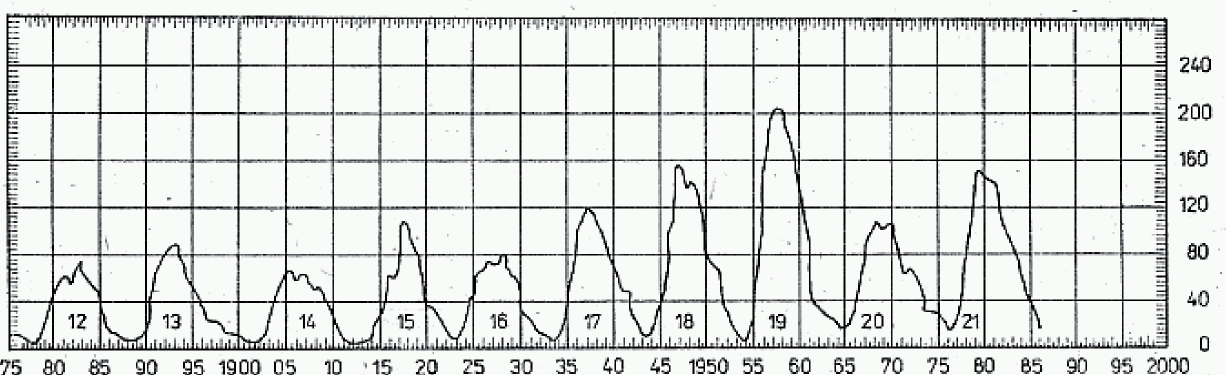
gdzie: k — współczynnik zależny od obserwatora i instrumentu. Dla obserwacji w Zurychu, gdzie stosowana jest luneta z obiektywem 80 mm i powiększeniem $64\times$, $k = 1$,
f — liczba pojedynczych plam słonecznych,
g — liczba grup plam słonecznych.

a



b



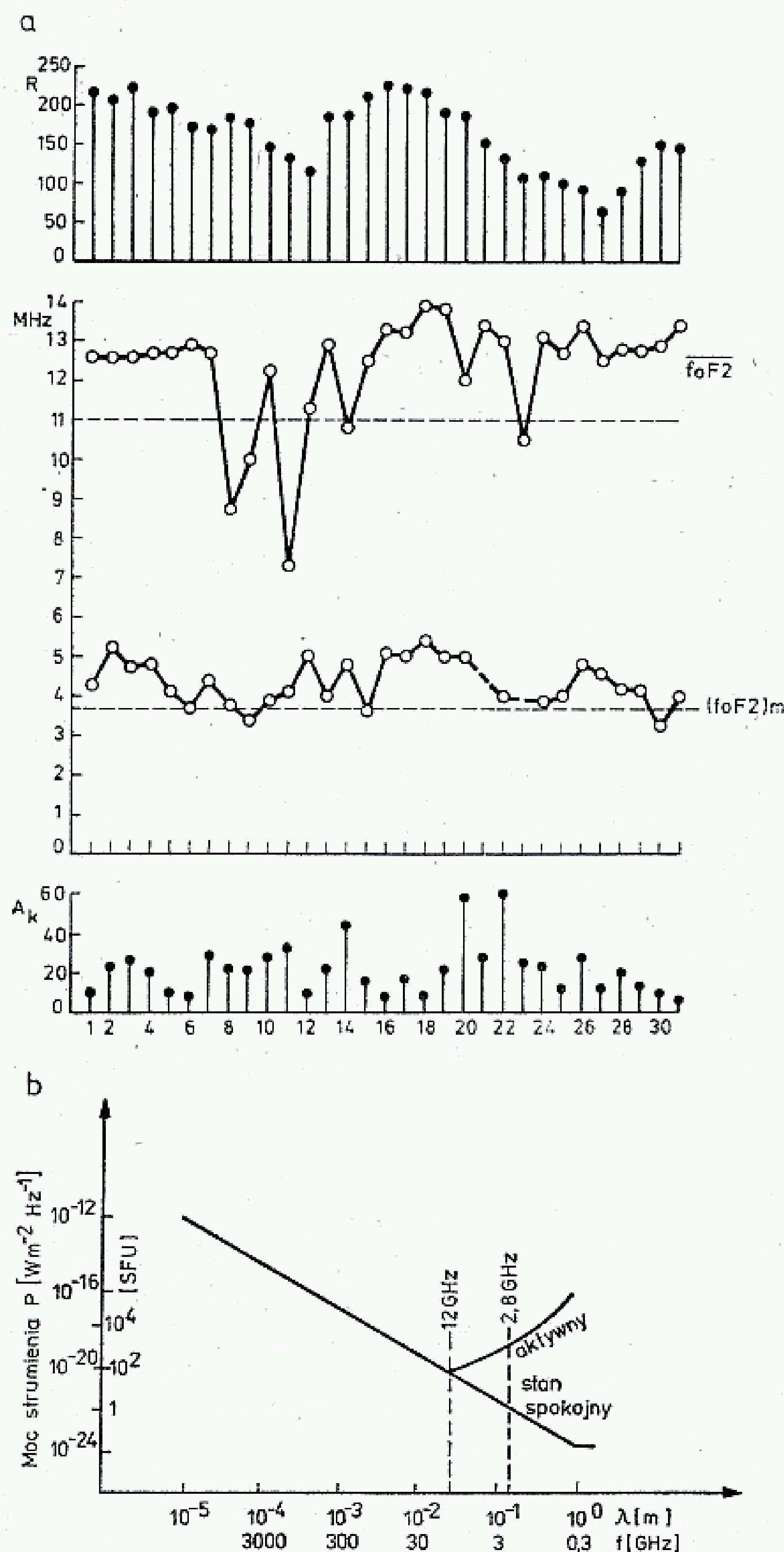


2.26. Liczba Wolfa na podstawie danych z CQ DL

a — średnia miesięczna, b — średnioroczna liczba Wolfa na przestrzeni lat, od rozpoczęcia obserwacji do chwili obecnej, tj. 21 cyklu

Codziennie wyznaczane liczby Wolfa służą do obliczania średniej miesięcznej (rys. 2.26a), te zaś po wygładzeniu pozwalają na określenie wartości średniorocznych (rys. 2.26b). Wykazują one średnią cykliczność o okresie 11,135 lat, przy czym nie wszystkie cykle osiągają tę samą wartość maksymalną. Należy oczekiwać, że cykl 22 rozpocznie się w 1987 r.
Obserwacje plam słonecznych można przeprowadzać samemu, jeśli dysponuje się lunetą, lornetką lub najprostszym teodolitem [1].

Dzienne liczby Wolfa R podawane są z pewnym opóźnieniem przez DJ2BC w CQ-DL (rys. 2.27) oraz w Biuletynie PZK. Aktualne informacje można uzyskać



2.27. a— Przykład informacji o czynnikach wpływających na warunki propagacji w październiku 1981 podanej przez DJ2BC w CQ DL.
R — liczba plam słonecznych (Wolfa),
f_0F_2 — średnia częstotliwość krytyczna warstwy F_2 w czasie 10 ... 14 MHz,
$(f_0F_2)_{min}$ — najmniejsza częstotliwość krytyczna w nocy przed wschodem Słońca,
A_K — amplituda zaburzeń pola magnetycznego Ziemi,
b — moc strumienia promieniowania słonecznego w zależności od długości fali i stanu Słońca [Radio Zpravodaj 5/79]

Stacje nadające informacje o warunkach propagacji i ursigramy Tablica 2.3.1

Znak	Częstotliwości (kHz)	Położenie
WWV	2500, 5000, 10 000, 15 000, 20 000	Colorado, USA
RWM	4996, 9996, 14 996	Nowosybirsk ZSRR
RID	5004, 10 004, 15 004	Irkuck ZSSR

Ursigramy

Znak	Częstotliwość	Emisja	Godziny UT	Położenie
FTA83	83 kHz	CW	12.08, 13.08, 21.08	Paryż
FTH42	7 428 kHz	CW	21.08	Paryż
FTK77	10 775 kHz	CW	12.08, 20.08	Paryż
FTN87	13 873 kHz	CW	13.08	Paryż
DGE36	5 360 kHz	fone	12.30	Darmstadt

z nasłuchów radiowych, tzw. URSI-gramów (URSI — skrót od *Union Radio Scientifique International*) nadawanych codziennie, poza niedzielą telegrafią, z przeznaczeniem dla wszystkich służb (CQ), [17]. W tablicy 2.3.1 podano stacje informujące o warunkach propagacji i URSI-gramy. W Polsce najlepiej słyszane są stacje FTA83/FTH42 na częstotliwości 7428 kHz, nadające o godz. 21.08 UT. Stacja ta może być odbierana przez większość amatorskich odbiorników KF w pasmie 40 m. Stacja FTH42 nadaje telegrafią wartości dla Meudon — Francja (meu) i Boulder — USA (wwa). Na przykład informacja nadawana jest w postaci: „Meudon ursigram nr 20830 geoalert meu 08 301222 91229 30160 91230 11821 21190 30150 91231 11963 20980 30350 itd.” co dekodujemy następująco, biorąc pod uwagę cyfry oznaczające grupy:

— grupa zaczynająca się od 9 oznacza datę i godzinę, a więc 12UT 29, 12 UT 30 i 12 UT 31 Numer ursigramu podaje: 1982 08 30,
— grupa 1 podaje liczbę plam i w tym przypadku 182, 1 i 196, 3,
— grupa 2 podaje wartość strumienia słonecznego na 2800 MHz. Wynosił on 119,0 i 098,0 SFU. Objaśnienia podano dalej,
— grupa 3 podaje indeks A_k. Wynosił on 29 — 016,0; 30 — 015,0 i 31 — 035,0.

Bezpośrednio po pełnym doniesieniu z Meudon nadawane są doniesienia z Boulder. Na przykład dnia 15 września 1982 r. nadano Ursigram nr 258 z danymi z godz. 24 dnia 14 września w postaci: WWA 258 150 3008 92414 11490 21460 30120... solquiet magquiet ten cm 14616 14717 end”, co dekodujemy: R = 149,0, SF = = 146.0, A_k = 012.0 oraz prognoza strumienia na 2800 MHz: 15 — 146, 16 — 146, 17 — 147.

Słowa *solalert* oznaczałyby zwiększone prawdopodobieństwo wybuchów na Słońcu, zaś *megalert* prawdopodobieństwo burzy magnetycznej. Słowa *quiet* oznaczają stan spokojny, [18].

Plamom słonecznym towarzyszą protuberancje, będące gwałtowną erupcją silnie rozżarzonej materii oraz rozbłyski i będące wzmożoną emisją promieniowania

elektromagnetycznego. Wyrzucana materia, głównie protony, cząstki α i elektrony, rozchodzi się z prędkościami 200 do 1000 km/s. Niosą one ze sobą „zamrożone" pole magnetyczne o natężeniu 2 do 7 nT. Jeśli erupcje następują w pobliżu równika słonecznego, a więc w okresie opadającej aktywności słonecznej, strumienie cząstek częściej przecinają orbitę ziemską i jeśli spotkają się z Ziemią, wywołują liczne zmiany w jonosferze, o czym będzie napisane dalej.

Szerokopasmowa emisja elektromagnetyczna Słońca jest odbierana na falach radiowych jako szum. W czasie wzmożonej aktywności słonecznej poziom szumu w pasmie 144 MHz rośnie nawet o kilkanaście decybeli, co jest łatwe do zaobserwowania na przeciętnie czułym odbiorniku UKF.

Służby profesjonalne prowadzą stałą obserwację natężenia promieniowania Słońca na specjalnie wybranej częstotliwości 2800 MHz, gdyż charakter zmian na tej częstotliwości jest zbieżny ze zmianą liczby plam słonecznych R, a ma tę zaletę, że można je określić obiektywnymi metodami pomiarowymi [18].

Jednostką strumienia promieniowania słonecznego jest 1 SFU = 10^{-2} W m^{-2} Hz^{-1} (od ang.: *Solar Flux Unity*). W normalnych warunkach strumień wynosi 70 do 100 SFU, zaś w czasie dużej aktywności dochodzi do 350 SFU (rys. 2.27b). Strumień promieniowania elektromagnetycznego wyrzucanego w rozbłysku dociera do Ziemi po czasie 8 min 33 s i wywołuje wzmożoną jonizację atmosfery. Natomiast strumienie materii docierają, w zależności od posiadanej energii, po 15 minutach do kilku godzin, najpierw protony i elektrony o energiach 10 do 100 MeV, potem o mniejszych energiach, lecz o większych gęstościach strumienia. Są one źródłem licznych zaburzeń w jonosferze okołobiegunowej, z których najokazalszymi są wizualne i radiowe zorze polarne.

2.3.3 Wpływ pola magnetycznego Ziemi na właściwości jonosfery

Budowa jonosfery oraz zachodzące w niej przemiany są ściśle uzależnione od ziemskiego pola magnetycznego (geometrycznego). W bezpośredniej bliskości powierzchni Ziemi, np. w punkcie P na rys. 2.28 mamy do czynienia z polem dipolowym o natężeniu pola H (A/m). Wektor ten jest nachylony w stosunku do powierzchni Ziemi pod kątem I, nazywanym *inklinacją*. W polu dipolowym wartość inklinacji zależy od szerokości magnetycznej φ_m i jest określona zależnością, [15]:

$$\operatorname{tg} I = 2 \operatorname{tg} \varphi_m \tag{2.49}$$

Natężenie pola geomagnetycznego rozkłada się na dwa kierunki: poziomy H_h i pionowy H_v o wartościach:

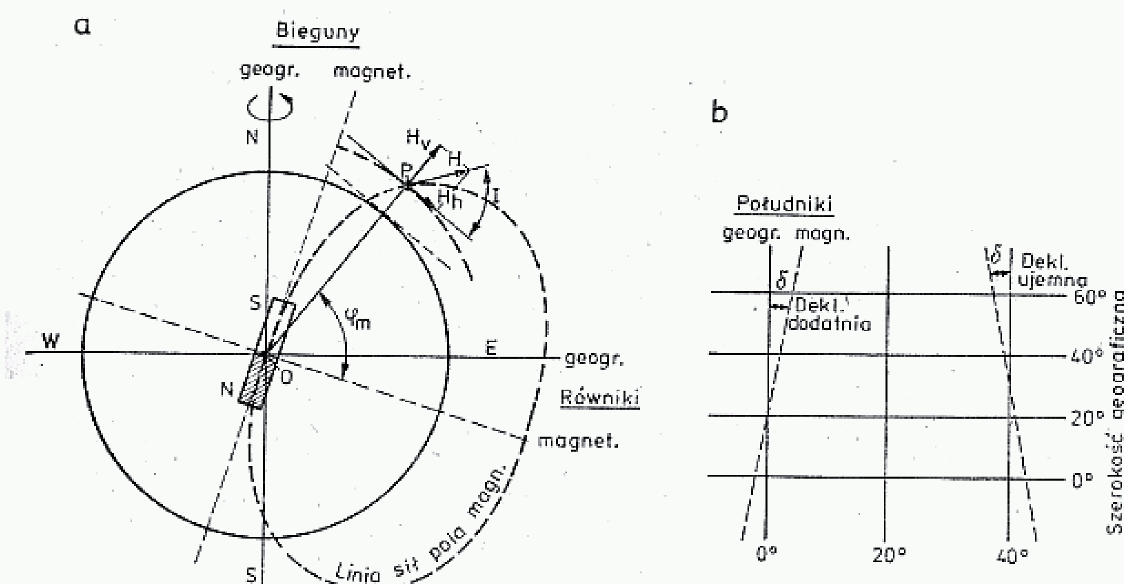
$$H_h = \frac{M \cos \varphi_m}{r^3}; \quad H_v = \frac{2M \sin \varphi_m}{r^3} \tag{2.50}$$

gdzie: M — moment magnetyczny równoważnego dipola,
r — promień wektora OP.

Wynika z tego, że pole magnetyczne na biegunie magnetycznym jest dwukrotnie większe niż na równiku magnetycznym.

Położenie biegunów magnetycznych ($I = 90°$) nie pokrywa się z położeniem biegunów geograficznych i ulega ono powolnym przemieszczeniom. Obecnie bieguny

magnetyczne znajdują się w pobliżu współrzędnych geograficznych: biegun północny w Ameryce Północnej 75°N, 102°W, a południowy na Antarktydzie 75°S i 142°E, [13], a więc oś dipola magnetycznego nie przechodzi przez środek Ziemi. Równik magnetyczny określany jest jako linia z inklinacją $I = 0$. Tworzy on linię pofalowaną nie pokrywającą się z równikiem geograficznym.

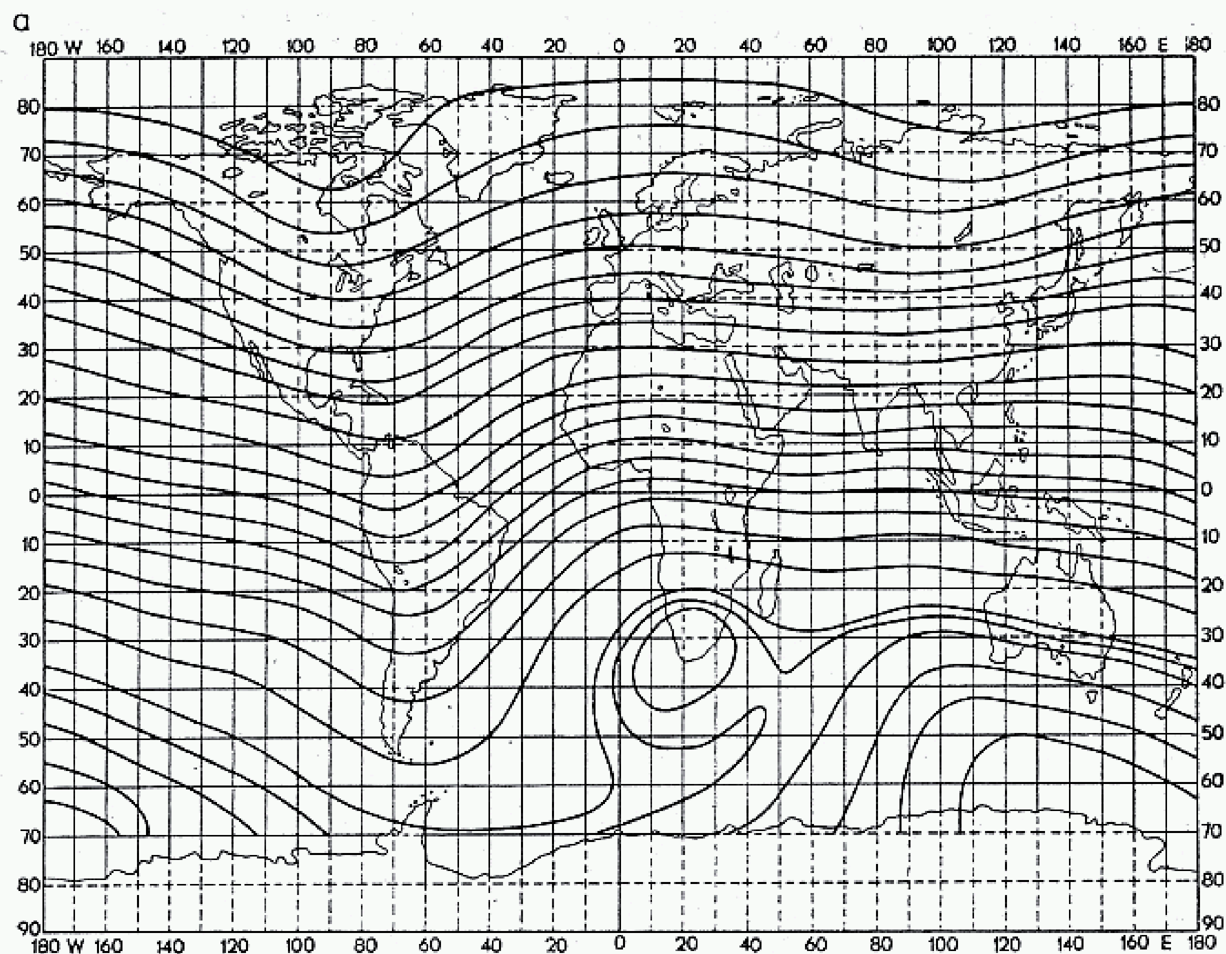


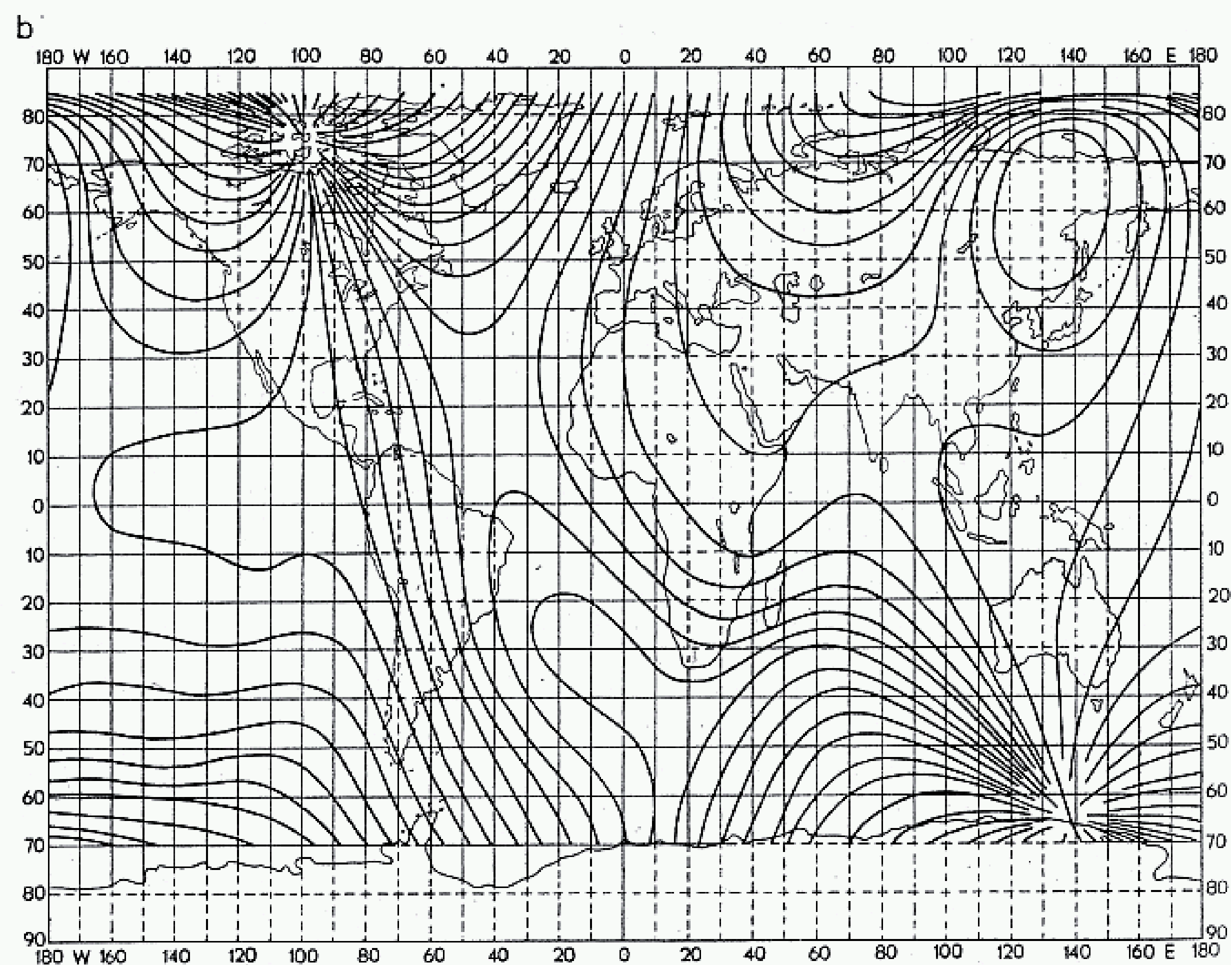
2.28. Pole geomagnetyczne:
a — objaśnienie kąta inklinacji I, b — objaśnienie kąta deklinacji δ

Na rysunku 2.29a pokazano izokliny, czyli linie na mapie łączące punkty powierzchni Ziemi o jednakowej inklinacji magnetycznej (stan w 1945 r.). Spostrzegamy ich znaczne (około 15°) przesunięcie na południe nad obszarem obu Ameryk. Południki magnetyczne nie pokrywają się z południkami geograficznymi, lecz są od nich odchylone o kąt δ, nazywany deklinacją magnetyczną. Deklinację uważa się za dodatnią, jeśli południk magnetyczny odchyla się od geograficznego w kierunku wschodnim i za ujemną w przypadku przeciwnym (rys. 2.28b). Linie łączące punkty o jednakowych odchyleniach magnetycznych nazywane są *izogonami* (rys. 2.29b).

Natężenie pola magnetycznego H wynosi 16 do 56 A/m i wykazuje zależność od położenia i czasu oraz ma lokalne anomalie. Niektórzy autorzy podają indukcję tego pola, która wynosi w Polsce 42 do 48 μT (mikrotesli), [16]. Należy dodać, że zgodnie z tradycją biegun magnetyczny leżący po stronie północy geograficznej nazywany jest biegunem północnym, gdyż w jego kierunku wskazuje północny koniec igły magnetycznej (N). Oznacza to jednak, że linie sił pola magnetycznego wychodzą z okolicy południowego bieguna magnetycznego, tak jakby w Ziemi znajdował się wielki magnes (rys. 2.28). W Polsce inklinacja I wynosi 45° do 50°, zaś deklinacja $0° \pm 2°$.

W dużych odległościach od Ziemi pole magnetyczne ma strukturę całkowicie odmienną od pola dipolowego w ośrodku izotropowym. W szczególności pole magnetyczne Ziemi nie rozciąga się na całą przestrzeń, lecz jest wyraźnie ograniczone. Ta część przestrzeni, w której działają siły ziemskiego pola magnetycznego nazywa się *magnetosferą Ziemi*. Powierzchnia brzegowa magnetosfery nazywana jest *mag-*

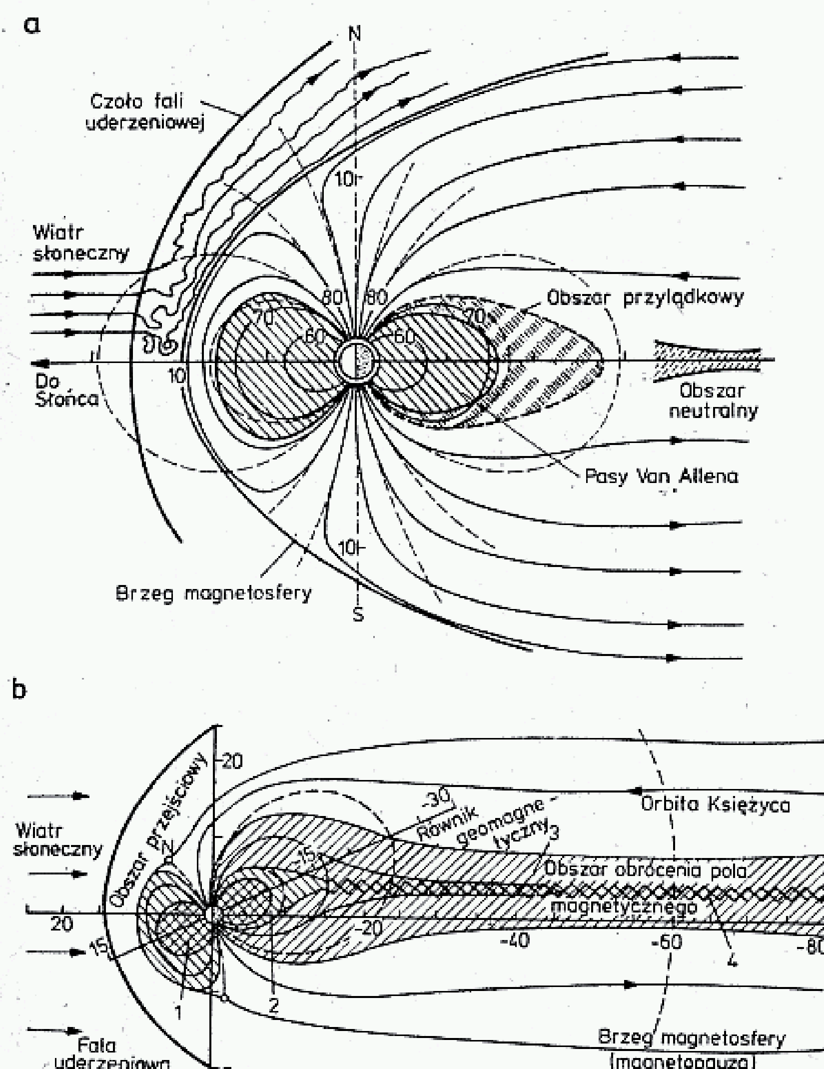




2.29. Obraz pola geomagnetycznego na mapie świata w 1945 r. [13].
a — izokliny, b — izogony

netopauzą (rys. 2.30). Kształt magnetosfery jest wynikiem wzajemnego oddziaływania pola dipolowego Ziemi i wiatru słonecznego. Stan magnetosfery jest silnie uzależniony od aktywności Słońca.

Materia słoneczna, niesiona przez wiatr słoneczny składa się z naładowanych elektrycznie protonów, cząstek α i elektronów i ma własne pole magnetyczne.



2.30. Uproszczony obraz magnetosfery [13].
a — wiosna—jesień, b — lipiec
Na osiach zaznaczono odległości w promieniach Ziemi — zaś przy poszczególnych liniach sił — ich szerokości geomagnetyczne. Linią przerywaną pokazano położenie linii sił gdyby nie było oddziaływania wiatru słonecznego

Cząstki te w pobliżu magnetosfery zostają poddane działaniu pola magnetycznego, które gwałtownie je przyspiesza i zmienia ich kierunek. Powstaje w ten sposób naddźwiękowa fala uderzeniowa, której czoło znajduje się w odległości 15 promieni Ziemi (15 R_z). Przed czołem fali uderzeniowej strumień wiatru słonecznego jest uporządkowany (laminarny). Za nim, w obszarze przejściowym (rys. 2.30), jest on silnie zawirowany i opływa magnetosferę nie docierając bezpośrednio do powierzchni Ziemi.

Po stronie dziennej w czasie spokojnego Słońca magnetopauza znajduje się w odległości 12 R_z, zaś w czasie wzmożonej aktywności Słońca magnetosfera jest ściśnięta na odległość 6 R_z od strony Słońca.

Po stronie nocy pole magnetyczne sięga bardzo daleko od Ziemi, aż poza orbitę Księżyca (60 R_z) i jest wykrywane przez satelity nawet w odległości 1000 R_z. W środku „ogona" magnetosfery, w odległości około 20 R_z, przeciwnie skierowane pola magnetyczne zbliżają się do siebie. Są one przedzielone obszarem neutralnym (*4* na rys. 2.30), w którym następuje obrócenie pola magnetycznego. Obszar ten jest otoczony gęstą plazmą (*3*).

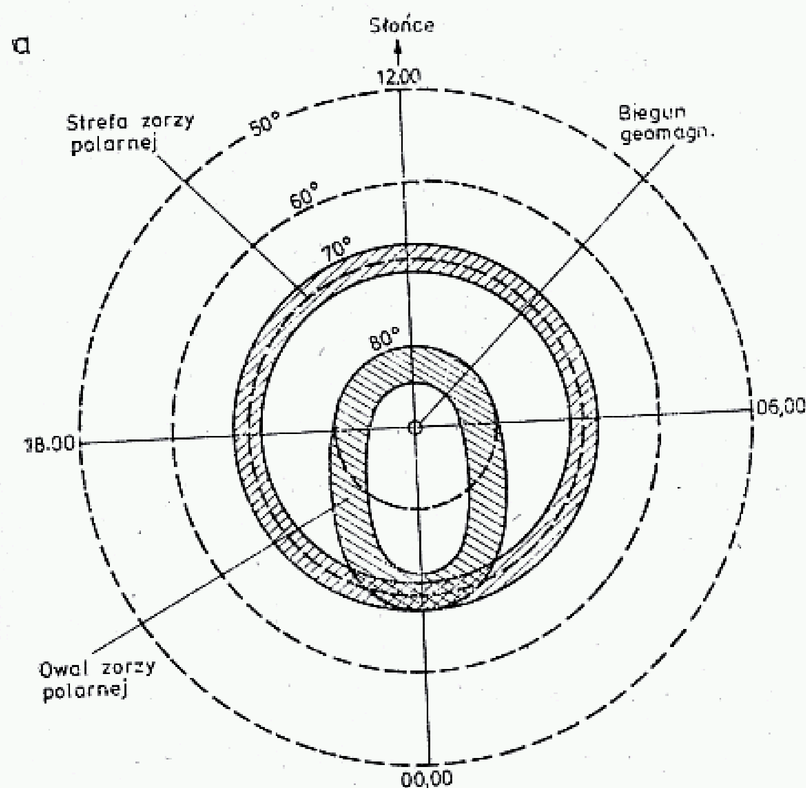
Obszar plazmowy (*3*) jest zasilany w naładowane cząstki z wiatru słonecznego od otwartej strony ogonowej magnetosfery. Obszar ten nazywany jest *obszarem cząstek zorzowych*, gdyż niesie on wysokoenergetyczne cząstki wywołujące zorzę polarną. Pod nim, bliżej globu ziemskiego, znajdują się pasy radiacyjne Van Allena. Mają one konfigurację linii sił pola geomagnetycznego i są wypełnione uwięzionymi cząstkami o dużej energii kinetycznej. Krążą one długo po torach zamkniętych między ziemskimi biegunami magnetycznymi, zanim uda się im wyjść na zewnątrz z tych „pułapek magnetycznych". Pasy radiacyjne dzielą się na zewnętrzne (*2*) i wewnętrzne (*1*).

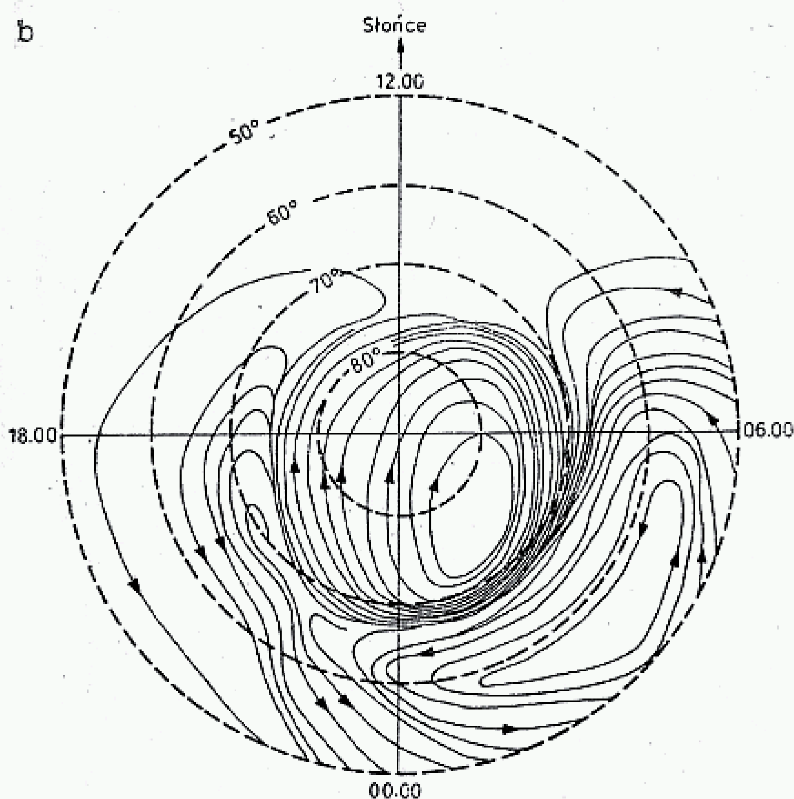
Drugim miejscem zasilania jonosfery w cząsteczki są punkty neutralne (*N*) znajdujące się na granicy między zamkniętymi i otwartymi liniami pola na dziennej stronie globu.

Plazma z obszaru cząsteczek zorzowych na obu półkulach wnika w atmosferę w pobliżu biegunów magnetycznych, w tzw. strefie pierścieniowej zorzy polarnej. Ze względu na asymetrię magnetosfery cząsteczki o dużych szybkościach wpadają do atmosfery przez „owal zorzy polarnej", który ma stałe położenie w stosunku do Słońca i zmienne w stosunku do Ziemi, która się pod nim obraca. Wpadające tą drogą cząsteczki wywołują intensywną jonizację zderzeniową, zwiększającą w obszarze E jonosfery na wysokości 100 do 120 km gęstość elektronową ponad 10^{12} elektronów na m^3. Skutkiem tego przewodność elektryczna jonosfery w tym obszarze rośnie o kilka rzędów i pod wpływem pola elektrycznego tworzą się potężne prądy cząstek naładowanych, nazywane *elektrojet* (rys. 2.31), [29].

Wzajemne oddziaływanie względnie stacjonarnego pola dipolowego, pola magnetosfery, pola magnetycznego elektrojetu i „zamrożonego" pola niesionego przez chmury cząsteczek z wiatru słonecznego, wywołuje znaczne chwilowe zaburzenia pola magnetycznego w pobliżu Ziemi, nazywane *burzą magnetyczną*. Burze magnetyczne przejawiają się dodatkowymi zmianami natężenia i kierunku pola magnetycznego nakładającymi się na dobowy cykl zmian tego pola. Na początku burzy zmiany te mają zazwyczaj wartość dodatnią, po czym szybko przechodzą w ujemną i po kilkudziesięciu godzinach pole wraca do stanu normalnego określonego w URSI-gramie jako *magquiet* (rys. 2.32). Zmianom natężenia pola towarzyszą zmiany inklinacji dochodzące w strefie podbiegunowej do $\pm 4°$ i deklinacji do $\pm 2°$. Zmiany te mają duże znaczenie dla łączności zorzowych, co opisano dalej.

Zmiany pola magnetycznego rejestrowane są w różny sposób. Obserwatorium Magnetyczne w Wingst koło Hamburga (RFN) podaje średniodobową amplitudę wartości zakłóceń pola magnetycznego przy powierzchni Ziemi A_k, gdzie 1 $A_k = 2$ nT $= 2 \cdot 10^{-9}$ T (dawniej oznaczane jako 2γ). Komunikaty o aktualnym stanie pola magnetycznego podawane są między innymi przez stacje wymienione w tablicy 2.3.1 w URSI-gramach opisanych w rozdz. 2.3.2, oraz z opóźnie-



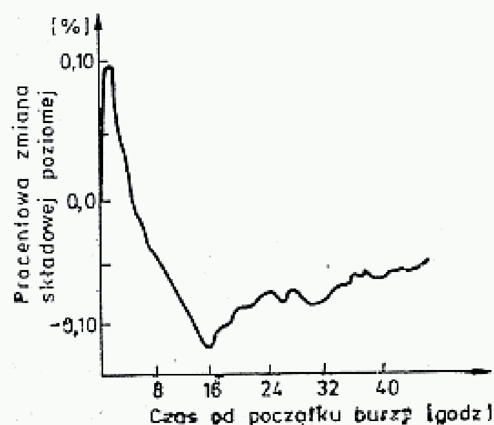


2.31. Okolice podbiegunowe:
a — strefa występowania zorzy polarnej oraz „owal" zorzy polarnej,
b — strumienie cząstek naładowanych, wzbudzonych jonizacją zderzeniową, tworzą tzw. elektrojet o natężeniu kilkudziesięciu tysięcy amper. Towarzyszy temu własne silne pole magnetyczne

niem w czasopismach (rys. 2.27a). Dobowe zmiany natężenia pola wynoszą około 8 A_k. W normalnych warunkach zmiany pola wynoszą $A_k < 25$. Przy $A = 25 \dots 40$ mówi się o zakłóceniach pola magnetycznego, a przy $A_k = 40 \dots 60$ występują burze magnetyczne, pojawia się zorza polarna, następuje spadek częstotliwości krytycznej F_2. Korelację tych zjawisk można zaobserwować na rys. 2.27a. W dniu 16.10.81 r. zaobserwowano szczególnie dużą liczbę plam na Słońcu ($R = 230$), a w cztery dni później (20.10.1981 r.) wystąpił silny spadek częstotliwości granicznej F_2 oraz wzrost A_k do 60. W tym też dniu wystąpiła zorza polarna sięgająca głęboko

na południe Europy, tak że stacja EA1QJ (VD59h) nawiązała o godz. 19.17 łączność typu Aurora ze stacją GW3NYY (XL40b), [Radiocommunication 3/82]. Bliższe dane o polu geometrycznym znaleźć można w literaturze [7, 11, 13, 14, 20, 29].

Pokazana na rys. 2.30 asymetryczna magnetosfera jest związana z układem Ziemia-Słońce i, poza opisanymi już przypadkami burzy magnetycznej, jest w miarę stacjonarna. Wewnątrz magnetosfery znajduje się wirujący glob ziemski z otaczającą go atmosferą. Za dnia atmosfera jest silnie napromieniowana przez Słońce, co

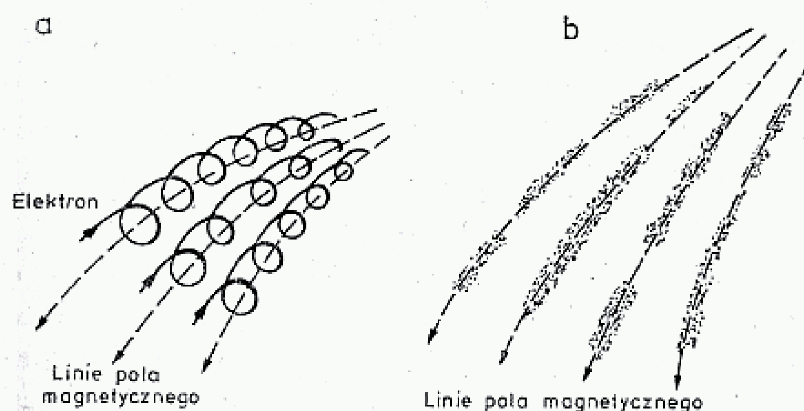


2.32. Zmiana procentowa składowej poziomej pola magnetycznego w czasie burzy magnetycznej [13]

powoduje jej rozszerzanie się, a promieniowanie ultrafioletowe i rentgenowskie wywołuje jej jonizację. W nocy mają miejsce zjawiska odwrotne. Obszary dzienne jonosfery znajdują się w innych warunkach magnetycznych niż obszary nocne. Poza tym na atmosferę działają siły grawitacyjne Słońca i Księżyca, wywołujące ruchy pływowe atmosfery. Wszystko to razem powoduje powstanie bardzo złożonego układu wiatrów jonosferycznych. Wieją one głównie w kierunkach równoleżnikowych, przy czym w poszczególnych warstwach mogą mieć różne zwroty. Powstają więc także strefy ciszy i strefy potężnych wirów, gdyż szybkość wiatru jonosferycznego miejscami przekracza 1000 km/s. Największe zaburzenia kinetyczne w jonosferze następują na linii zmierzchowej, gdzie rozgrzana atmosfera kurczy się wchodząc w strefę cienia oraz dostaje się pod wpływ inaczej ukształtowanego pola magnetosfery. Podobne zjawisko, choć o przebiegu łagodniejszym, występuje także o świcie, lecz ma kierunek przeciwny. Te i inne gwałtowne zmiany warunków termicznych powodują powstawanie fal podłużnych, podobnych do akustycznych, którym towarzyszą na przemian obszary zagęszczenia i rozrzedzenia gazów. Fale te rozchodzą się z szybkością kilkuset km/s. Wszystkie te zaburzenia w jonosferze prowadzą do naruszenia równomiernego rozkładu przestrzennego jonów i elektronów. Jony, cięższe, poruszają się wolniej, lekkie elektrony poruszają się szybko, skutkiem czego działają na nie duże siły pola magnetycznego. Elektrony poruszające się pod pewnym kątem w stosunku do linii pola magnetycznego zakrzywiają swoje tory, które, przy dostatecznie dużym natężeniu pola, przyjmują kształt linii spiralnej o promieniu zależnym od prędkości i natężenia pola magnetycznego (rys. 2.33a). Następuje proces segregacji elektronów pod względem ich energii oraz równoczesny proces agregacji, w wyniku którego tworzą się jakby kolumny (słupy) ułożone wzdłuż linii pola magnetycznego, w których gęstość elektronowa jest znacznie większa niż w otoczeniu. Kolumny te mają średnice od części do kilku metrów, zaś długości od kilkunastu do kilkuset metrów (rys. 2.33b). Stopień odchylenia gęstości elektro-

nowej ΔN, jego gradient oraz średnica i długość kolumny zależą do wielu czynników. Sprawy te nie są obecnie do końca zbadane i istnieją różne teorie i opisy tego zjawiska [15÷29].

W badaniach tego zjawiska określa się częstotliwość plazmową f_0, odpowiadającą gęstości elektronowej N (wzór 2.52) oraz średnio kwadratowe odchylenie



2.33. Ruch elektronów w polu magnetycznym (a) oraz elektrony skupiające się w kolumny ułożone wzdłuż linii pola magnetycznego tworząc tzw. FAI (b)

gęstości $\left(\frac{\Delta N}{N}\right)^2$, które przy $N = 10^{12}$ e/m^3 i $f_0 = 9$ MHz wynosi około $6 \cdot 10^{-4}$, [15]. Obecnie przyjęto oznaczać tego rodzaju niejednorodności skrótem FAI (od ang.: *Field Aligned Irregularities*), co oznacza *nieregularności ułożone wzdłuż pola*. W wyniku ruchów turbulentnych czas życia poszczególnych FAI jest niewielki — od kilku sekund do kilku minut. Na miejsce rozpadających się FAI powstają ciągle nowe, tak że w warunkach umożliwiających ich powstanie istnieje jakaś średnia gęstość FAI w danym obszarze.

Rozróżnia się trzy strefy występowania niejednorodności FAI:
— równikowa, gdzie są one słabo wykształcone, rzadziej rozłożone i uzyskują mniejsze gęstości elektronowe, są jakby puszyste;
— średnie szerokości geograficzne, gdzie występują częściej i uzyskują większe odchylenia gęstości elektronowej;
— podbiegunowa, gdzie tworzą gęste skupiska o charakterze obłoków z dużym odchyleniem gęstości elektronowej ΔN.

Pobudzenie jonizacyjne w strefie równikowej wywołane jest prawie wyłącznie napromieniowaniem elektromagnetycznym, zaś w strefie podbiegunowej dominuje jonizacja zderzeniowa oraz pole magnetyczne i jego zakłócenia są tam znacznie silniejsze. Zdaniem niektórych badaczy [29] FAI powstaje dopiero po przekroczeniu krytycznej wartości gęstości elektronowej, zmiany pola magnetycznego lub natężenia elektrojetu.

Opisane zjawiska wywołane były jonizacją pochodzenia słonecznego. Jak już wspomniano w rozdziale 2.3.1, jonizację wywołać mogą także meteory i sztuczne źródła energii lokalnie podgrzewające atmosferę. Meteory wpadające do atmosfery, a jest ich dużo, wyparowują na wysokości 100 do 90 km. Bardzo gorące pary, najczęściej metali, ulegają jonizacji termicznej i tworzą błyskawicznie powstający ślad w postaci kolumny o średnicy kilku centymetrów, a długości zależnej od wielkości meteoru, nierzadko przekraczającej kilka kilometrów. Kolumny te, o dużej gęstości elektronowej, w wyniku dyfuzji poprzecznej w krótkim czasie rozpływają się. Pole

geomagnetyczne powoduje, że dyfuzja następuje znacznie silniej w kierunku linii pola magnetycznego niż w innych kierunkach. Tak więc po chwili zjonizowany ślad pometeorowy przekształca się w FAI, mimo że w obszarze tym w danej chwili nie było warunków na naturalne utworzenie się FAI. To samo dotyczy sztucznie wytworzonych obłoków jonizacyjnych przez skoncentrowane napromieniowanie radiowe.

FAI, jak i cała jonosfera, jest przemieszczana w kierunku równoleżnikowym wraz z wiatrem jonosferycznym. Nazywa się to dryfem FAI, a prędkości dochodzą do kilkuset metrów na sekundę i wywołują przesunięcia dopplerowskie częstotliwości sygnału radiowego w granicach kilkuset Hz przy częstotliwości 144 MHz. Zjawisko to pozwala na badanie prędkości i kierunku przemieszczania się FAI. Zdarzają się jednak przypadki, gdy nie masa elektronowa tworząca FAI ulega przemieszczeniu, lecz przemieszcza się miejsce, w którym koncentracja elektronowa pozwala na powstawanie FAI. Są to czoła fali gęstościowej jonosfery. Wtedy prędkość przemieszczania się miejsc występowania FAI może być większa oraz kierunki różne, nawet południkowe. Towarzyszy temu większe przesunięcie dopplerowskie i mogą pojawiać się nawet dwa lub więcej prążków.

Ciągłe tworzenie się i zanikanie poszczególnych FAI wywołuje skokową zmianę czasu propagacji radiowej, a w sygnale odbieranym pojawiają się zaniki interferencyjne o częstotliwości około 10 Hz, lecz zdarzają się przypadki zaników z częstotliwością do 100 Hz. Jest to charakterystyczna cecha FAI, pozwalająca odróżnić je od odbić od śladów meteorowych, nie dających w początkowej fazie tego rodzaju zaników. Przesunięcia dopplerowskie od śladów meteorowych związane z ich „puchnięciem" oraz dryfem wraz z jonosferą na ogół nie przekraczają 100 Hz przy częstotliwości 144 MHz.

Jest jeszcze jedno zjawisko o podobnej naturze — tzw. obłoki sporadyczne E_s. Zdaniem F8SH, który w ramach I Regionu IARU specjalnie zajmuje się badaniem E_s, [30], a także innych autorów, wiatry jonosferyczne wiejące w obszarze E jonosfery w przeciwnych kierunkach tworzą obszar ciszy, w którym następuje czasowa silna koncentracja elektronów. Tak powstałe obłoki elektronowe pojawiają się dość nagle, mają rozległą, płaską jednolitą strukturę i po czasie od kilku minut do kilku godzin nagle giną. W sprzyjających warunkach „niebo" jonosferyczne pokryte jest licznymi obłokami E_s, pozwalającymi na wiele dalekosiężnych łączności UKF, gdyż obłoki te cechuje duża zdolność bezzanikowego odbijania fal radiowych, aż do częstotliwości 432 MHz. Inni autorzy wiążą powstawanie obłoków E_s z chmurami pyłu kosmicznego — mikrometeorów ciągle wpadających w atmosferę ziemską. Bliższe szczegóły na temat łączności za pośrednictwem FAI, śladów meteorowych i E_s podano w następnych rozdziałach. Należy dodać, że pole magnetyczne Ziemi jest odpowiedzialne za jeszcze jedno zjawisko, a mianowicie za skręcenie płaszczyzny polaryzacji fali zwane efektem Faradaya, o czym szerzej napisano w rozdziale poświęconym łącznościom kosmicznym.

2.3.4 Specyfika rozchodzenia się fal ultrakrótkich w jonosferze

W jednorodnej jonosferze (izotropowej) fale radiowe rozchodzą się po liniach prostych. W rozdziale poprzednim objaśniono sposób powstawania zaburzeń

w obszarach gęstości elektronowej jonosfery. W niniejszym rozdziale opisano zjawiska związane z rozchodzeniem się UKF w jonosferze rzeczywistej, w której występują obszary o różnej gęstości elektronowej. Nie wdając się w szczegóły teoretyczne podane w literaturze [6, 2, 7, 8] wystarczy dla dalszego opisu specyfiki rozchodzenia się UKF w jonosferze podać podstawowe zależności.

Względna przenikalność elektryczna plazmy ε_{rj} zależy od gęstości elektronowej N [e/m³] i częstotliwości f [Hz]:

$$\varepsilon_{rj} = 1 - 80{,}8\frac{N}{f^2} \tag{2.51}$$

przy czym wielkość

$$f_0 = \sqrt{80{,}8N} \cong 9\sqrt{N} \tag{2.52}$$

nazywana jest częstotliwością plazmową. Jej pomiar pozwala na określenie gęstości elektronowej N.

Ze wzoru (2.51) wynika, że przenikalność elektryczna plazmy jest mniejsza od przenikalności elektrycznej próżni. Zgodnie z zależnością (2.34) współczynnik załamania $n = \sqrt{\varepsilon_{rj}}$ jest tak długo większy od zera, jak długo $80{,}8\,N/f^2 < 1$. Oznacza to, że dla danej gęstości elektronowej N istnieje częstotliwość f_0, przy której nastąpi całkowite odbicie fali radiowej padającej prostopadle na zjonizowaną warstwę.

Gęstość elektronowa N zmienia się wraz z wysokością (rys. 2.25), uzyskując lokalne maksimum N_{max}. Odpowiada temu częstotliwość krytyczna f_{kr} — tj. maksymalna częstotliwość, przy której pionowo wypromieniowana fala radiowa ulega odbiciu od warstwy jonosferycznej:

$$f_{kr} = f_{0\,max} = 9\sqrt{N_{max}} \quad [\text{Hz, e/m}^3] \tag{2.53}$$

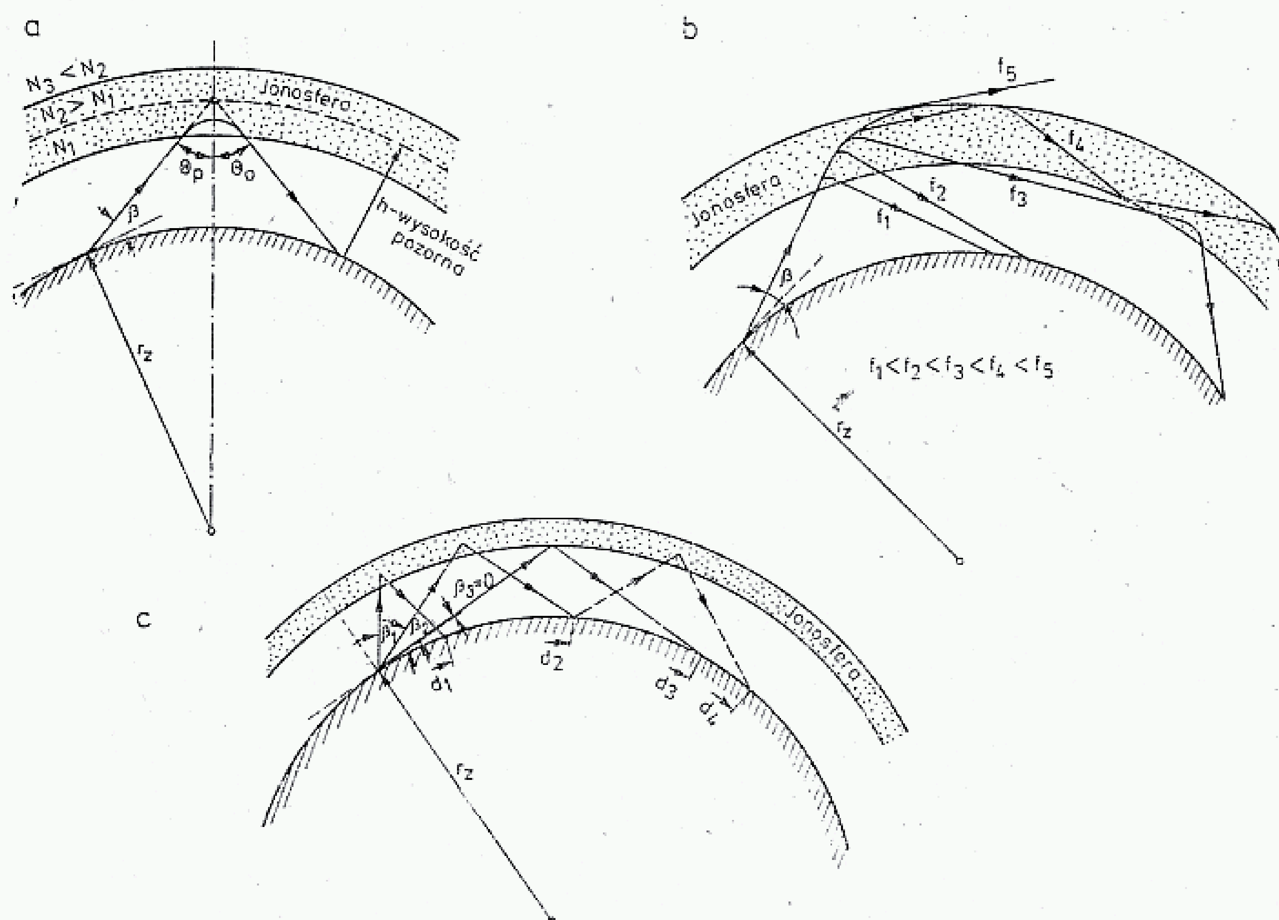
Fale radiowe o częstotliwości f większej od krytycznej przechodzą przez jonosferę bez odbicia, co najwyżej z pewnym osłabieniem, a warstwa jonosferyczna dla promieni padających prostopadle staje się przezroczysta. Jeśli jednak falę radiową wypromieniujemy pod kątem β do horyzontu zerowego (styczna do gładkiej powierzchni globu), to dotrze ona do warstwy jonosferycznej pod kątem Θ i ulegnie tam refrakcji (ugięciu) w sposób podobny, jak to było już opisane w przypadku refrakcji troposferycznej. Dla uproszczenia opisu zjawisko ugięcia fali sprowadza się do zjawiska odbicia od pozornej warstwy na wysokości h i o gęstości elektronowej N (rys. 2.34a). Otóż w miarę wzrostu kąta padania Θ wydłuża się droga fali w jonosferze i rośnie maksymalna częstotliwość, przy której fala zostanie odbita w kierunku do Ziemi. Określa to zależność:

$$f_{max} = f_0/\cos\theta = f_0 \sec\theta \tag{2.54}$$

Uwzględniając krzywiznę Ziemi r_z [km] oraz zakładając, że warstwa jonosferyczna na wysokości h [km] nad powierzchnią Ziemi jest do niej równoległa, można częstotliwość maksymalną f_{max} określić dla znanego kąta promieniowania β z zależności:

$$f_{max} = f_0 \sqrt{\frac{1 + \frac{2h}{r_z}}{\sin^2\beta + \frac{2h}{r_z}}} \tag{2.55}$$

Jak wynika z rysunku 2.34b, zasięg stacji dla danego kąta jest tym większy, im większa jest częstotliwość fali f, pod warunkiem jednak, że $f < f_{max}$, gdyż w przeciwnym wypadku fala nie powróci na Ziemię (np. f_5 na rys. 2.34b). Gdy kąt promieniowania β rośnie, zgodnie z zależnością (2.54) maleje f_{max} i dla wartości $\beta = \beta_{max}$ przy danej częstotliwości f_1 uzyskuje się warunek graniczny $f_1 = f_{max}$. Fala powraca



2.34. Rozchodzenie się fal radiowych z ugięciem w jonosferze:
a — objaśnienie procesu odbicia fali, b — wpływ częstotliwości na zdolność ugięcia, c — wpływ kąta elewacji β na zasięg

na Ziemię w odległości minimalnej d_1 (rys. 2.34c). W obszarze 0—d_1 dla danej częstotliwości panuje strefa martwa. Dla częstotliwości mniejszych $f_2 < f_1$ strefa martwa jest krótsza. Największy zasięg uzyskuje się przy poziomym wypromieniowaniu fali, tj. stycznie do horyzontu, gdyż wtedy $\beta = 0$. W tych warunkach częstotliwość maksymalna f_{max} uzyskuje wartość największą. Tę największą częstotliwość oznacza się jako *MUF* (od ang.: *Maximal Usable Frequency*). Ze względu na wahania natężenia pola służby profesjonalne przyjmują optymalną częstotliwość trafiku *FOT*. Dla warstwy *E* stosowana jest zależność: $FOT_E = 0{,}97\ MUF$, zaś dla warstwy F: $FOT_F = 0{,}85\ MUF$, [7]. W warunkach amatorskich, godząc się ze zmniejszoną pewnością odbioru i głębszymi zanikami, udaje się przeprowadzić łączność na częstotliwościach przekraczających *MUF* nawet o 15%.

Największą częstotliwość maksymalną otrzymamy podstawiając do wzoru (2.55) $\beta = 0$, to jest przy promieniowaniu fali stycznie do horyzontu. Dla warstwy *E* o wysokości $h = 100$ km otrzymuje się:

$$f_{max\,E} = 5{,}7 f_{kr} \tag{2.56a}$$

zaś dla warstwy F o wysokości $h = 350$ km:

$$f_{\max F} = 3{,}2 f_{kr} \tag{2.56b}$$

Tym wysokościom warstw E i F odpowiadają maksymalne zasięgi w pierwszym skoku (d_3 na rys. 2.34c), odpowiednio: 2400 km i 4000 km.

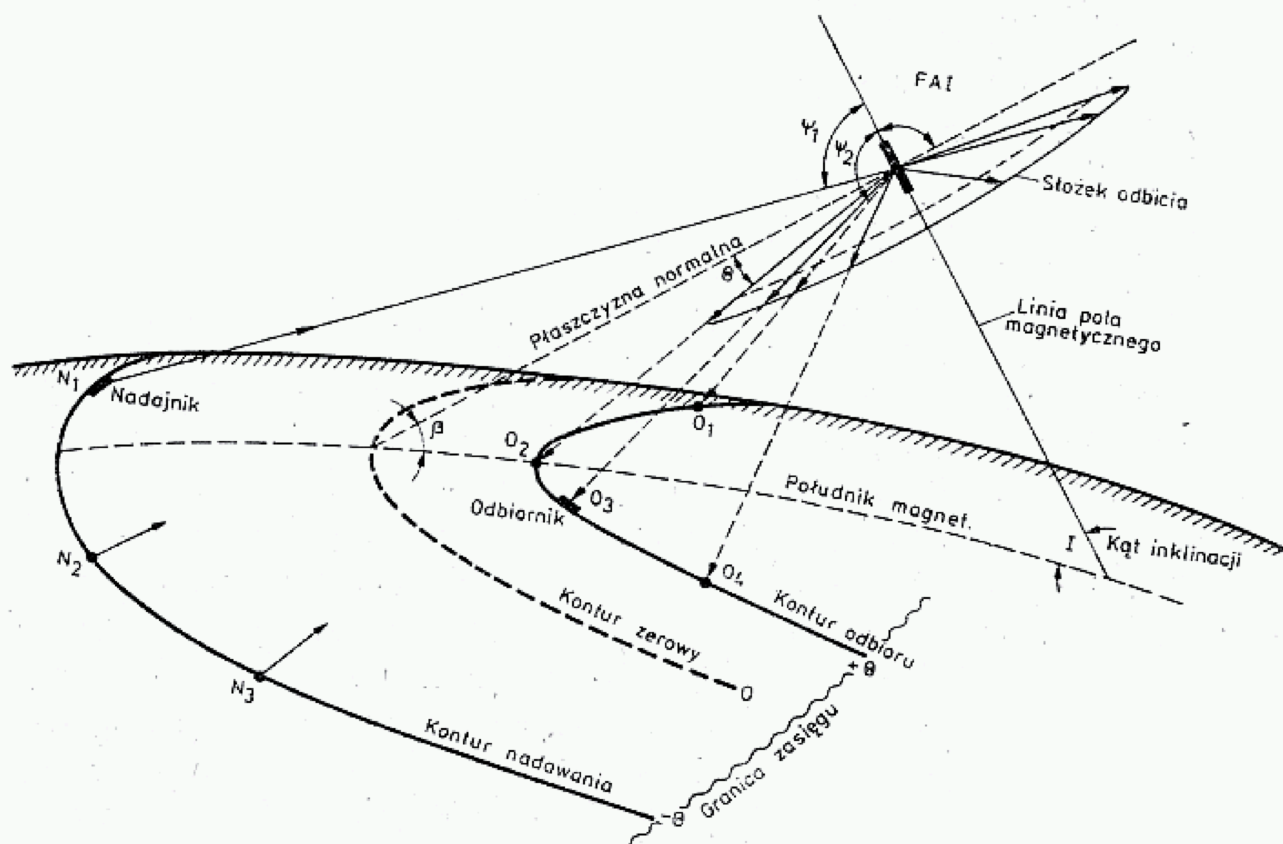
Przy propagacji w odbiciu od warstwy E i F mogą wystąpić podwójne skoki, przy których fala odbita od Ziemi ponownie odbija się od jonosfery i powraca w prawie podwójnej odległości na Ziemię (d_4 na rys. 2.34c) dochodzącej do 7000 km. Znane są przypadki odbić 3- i 4-krotnych. Zdarzają się także przypadki, że fala o częstotliwości nieco większej od maksymalnej $f_3 > f_{\max}$ (rys. 2.34b) jest prowadzona pod jonosferą, nie dochodząc do Ziemi i po drugim odbiciu od jonosfery powraca na Ziemię w dużej odległości. Przy jeszcze większej częstotliwości (f_4) fala może być prowadzona w jonosferze jak w dukcie i w którymś jej miejscu, na skutek zakłóceń w rozkładzie gęstości, zostaje wypromieniowana w kierunku do Ziemi lub w wolną przestrzeń. Sytuacje takie zdarzają się dość często na częstotliwościach 50 MHz, lecz ostatnio dzięki nim przeprowadzono także łączności ponadrównikowe (Transequatorial — TE) w pasmie 144 MHz (rozdz. 2.3.6).

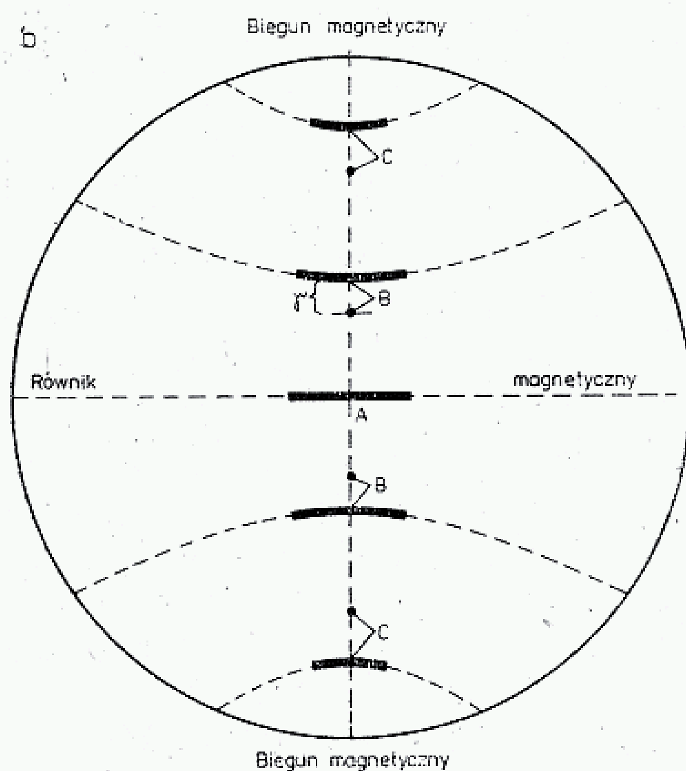
Typowe częstotliwości krytyczne dla warstwy F_2 wynoszą $f_{0F2} = 8 \ldots 14$ MHz, dla warstwy E: $f_{0E} = 2 \ldots 4$ MHz i zależą od pory dnia (największe w południe) i od pory roku (największa latem), szerokości geograficznej (największe w strefie równikowej) oraz aktywności Słońca (rozdz. 2.3.2). Częstotliwość krytyczna podawana jest codziennie w komunikatach radiowych przez stacje wymienione w tablicy 2.3.1 oraz publikowana w czasopismach amatorskich. Wartości f_{0F2} (rys. 2.27a) są średnią częstotliwością krytyczną mierzoną przez obserwatorium w De Bilt w Holandii w czasie między 10 i 14 godziną MEZ. Natomiast $(f_{0F2})_{\min}$ jest najniższą wartością częstotliwości krytycznej warstwy F_2, występującą w nocy, przed wschodem Słońca. Linie przerywane podają wartości średnio-miesięczne.

Podanym częstotliwościom krytycznym odpowiadają, zgodnie z zależnością (2.56) częstotliwości maksymalne $f_{\max E} \approx 23$ MHz i $f_{\max F} \approx 45$ MHz. Zdarza się jednak sporadycznie, że $f_{\max F}$ osiąga nawet 70 MHz (np. łączność crossband 50/70 MHz, 17.11.1981 r., VE1ASJ i G4BPY).

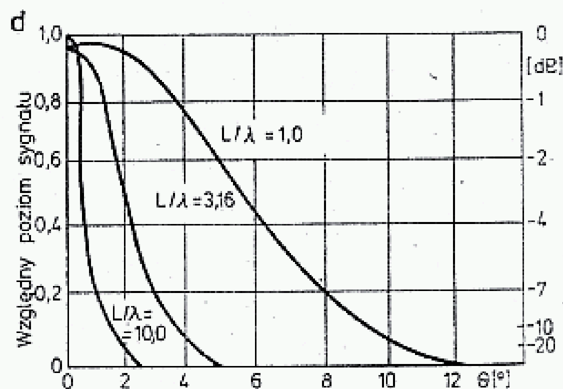
Osobną grupę zjawisk stanowią obłoki sporadyczne E_s. Obłoki te, o niewielkiej grubości, szacowanej na kilkaset metrów, mają duży gradient gęstości elektronowej $\Delta N/\Delta h$ i uzyskują dużą bezwzględną wartość tej gęstości N (rys. 2.25). Fala radiowa, padająca pod dostatecznie małym kątem, ulega lustrzanemu odbiciu od stosunkowo gładkiej powierzchni obłoku, przy czym kąty padania Θ_p i odbicia Θ_o są sobie równe, a promień odbity leży w jednej płaszczyźnie z promieniem padającym, prostopadłej do płaszczyzny odbijającej (rys. 2.34a). Dzieje się tak dlatego, że powierzchnia odbijająca obłoku E_s jest znacznie większa od długości fali. Tego rodzaju zjawiska odbicia są na ogół dobrze znane, a dalsze szczegóły można znaleźć w literaturze [6, 7].

W przypadku, gdy fala radiowa trafia na swojej drodze na obszary ze zmienioną gęstością elektronową o wymiarach liniowych znacznie mniejszych od długości fali ($d \ll \lambda$), następuje częściowe rozpraszanie i częściowe pochłanianie fali. Rozproszenie w takich przypadkach jest jednak bardzo słabe i w przeciwieństwie









2.35. a — Geometria rozchodzenia się zwierciadlanych odbić fal radiowych od kolumn o zwiększonej gęstości elektronowej FAI,
b — Kontury radarowe FAI związane z położeniem stacji radarowej A, B i C. Długość konturu zależy od wysokości FAI nad Ziemią,
c — zależność uśrednionego poziomu sygnału od kąta odchylenia od prostopadłości przy częstotliwości 200 MHz w średniej szerokości geograficznej i szerokości wiązki anteny 2,5° × 1,8° [5],
d — względny poziom sygnału odbitego w zależności od długości kolumny l/λ i odchylenia Θ [15]

do rozproszenia troposferycznego (np. 2.27) nie znalazło ono na razie zastosowania praktycznego. Sytuacja zmienia się jednak, gdy jeden z wymiarów liniowych L jest zbliżony do długości fali, a drugi (d) jest znacznie mniejszy, jak to ma miejsce w przypadku kolumn FAI lub śladów meteorowych, opisanych w rozdziale poprzednim.

W tym przypadku mamy do czynienia nie z płaszczyzną odbijającą, lecz z cylindrem, lub wg innych autorów — z elipsoidą obrotową. Przy opisie odbicia promienia od płaszczyzny w punkcie odbicia prowadzona była prosta normalna (prostopadła), a promień padający i odbity tworzyły z nią jednakowe kąty $\Theta_p = \Theta_o$ (rys. 2.34a). W przypadku powierzchni cylindrycznej normalna do powierzchni nie jest już prostą, lecz jest płaszczyzną prostopadłą do osi cylindra.

W ogólnym przypadku warunek zwierciadlanego odbicia można opisać zależnością (rys. 2.35):

$$\cos\psi_1 + \cos\psi_2 = 0 \tag{2.57}$$

gdzie: ψ_1 i ψ_2 są odpowiednio kątami nadejścia i odbicia fali, mierzonymi w stosunku do osi kolumny.
W przeciwieństwie do odbicia od płaszczyzny, przy którym występował tylko jeden promień odbity, przy odbiciu od cylindra o $d \ll \lambda$ i $L \gg \lambda$ promienie odbite tworzą powierzchnię stożkową. Tworząca stożka przecina się z powierzchnią Ziemi wzdłuż konturu odbioru. Kontur odbioru ograniczony jest dwustronnie promieniem tworzącej stożka, stycznym do powierzchni Ziemi. Poza tym konturem stożek odbicia nie przecina się z powierzchnią Ziemi.

W przypadku, gdy kąt nadejścia $\psi_1 = 90°$, czyli gdy fala pada prostopadle na kolumnę, fala odbita leży także w płaszczyźnie normalnej do osi kolumny i powraca na Ziemię do wszystkich punktów położonych na konturze zerowym, w tym do miejsca, z którego została nadana, tak jak w stacji radiolokacyjnej. Oznacza to, że z dowolnego punktu na linii konturu zerowego można nawiązać łączność z dowolną inną stacją znajdującą się w tym konturze. Każdemu położeniu FAI odpowiada pewien kontur zerowy. Rzut linii pola magnetycznego na powierzchnię Ziemi jest południkiem magnetycznym. Istnieje prosta zależność między kątem inklinacji I oraz kątem elewacji β mierzonym na południku magnetycznym dla danego FAI:

$$\beta = 90 - I \tag{2.58}$$

W pobliżu biegunów magnetycznych β jest bardzo małe, a na równiku magnetycznym $\beta = 90°$, czyli odbicie radarowe można uzyskać od rozproszeń FAI będących w zenicie, a ściślej, leżących na linii równika magnetycznego od horyzontu na wschodzie przez zenit aż do horyzontu na zachodzie. Linię tą nazywamy konturem radarowym FAI. Dla innych szerokości geograficznych kontury te mają uproszczony obraz jak na rys. 2.35b, zakładającym regularne pole geomagnetyczne. Długość konturu radarowego FAI zależy od wysokości FAI nad Ziemią. Jeśli stacja nadawcza znajduje się poza konturem zerowym dla danego położenia FAI, np. w N_1 (rys. 2.35a), to fala nadana dociera do FAI pod kątem $\psi_1 < 90°$ i odbita jest pod kątem $\psi_2 > 90°$. Promień odbity tworzy z płaszczyzną normalną

kąt Θ, nazywany kątem odchylenia od prostopadłości. Taki sam kąt tworzy promień nadany z płaszczyzną normalną. Istnieje prosta zależność:

$$\psi+\theta = 90° \qquad (2.59)$$

Stacja N_1 z odchyleniem $-\Theta$ może nawiązać łączności przez lustrzane odbicie z każdą stacją położoną na konturze $+\Theta$ w granicach zasięgu, a więc do horyzontu, na przykład ze stacjami O_1, O_2, O_3 i O_4. Analogicznie każda ze stacji na konturze $+\Theta$ może za pośrednictwem tego samego FAI nawiązać łączność z każdą stacją na konturze nadawania $-\Theta$, a więc np. z N_1, N_2 i N_3. Rozszerzając wnioski można stwierdzić, że każde dwie stacje, których kontury radarowe przecinają się mogą nawiązać łączność przez FAI znajdujący się w punkcie przecięcia konturów radarowych, ale nie tylko. Stacja N może znaleźć w jonosferze takie położenie FAI z odchyleniem $+\Theta$, że będzie ono dostępne dla stacji O z odchyleniem $-\Theta$ i odwrotnie. Problem sprowadza się jednak do wartości współczynnika odbicia lustrzanego.

Badania prowadzone przy częstotliwości 200 MHz wykazały na średnich szerokościach geograficznych, że tłumienie dla konturu zerowego wynosi 105 dB ponad tłumienie wolnej przestrzeni, a przy odchyleniu od prostopadłości o $\Theta = 1°$ rośnie o ponad 10 dB. Ze względu na bardzo silne migotanie (ang.: *flutter*) sygnałów odbitych z częstotliwością zaników wynoszącą około 10 Hz, wartość sygnału przy zmianach kąta Θ ocenia się statystycznie, określając procent czasu przekroczenia wybranego poziomu, [15]. Badania te robiono za pomocą anten o bardzo wąskiej wiązce $\alpha_h = 2{,}5°$, $\alpha_v = 1{,}8°$, a FAI znajdowało się na wysokości około 100 km (rys. 2.35c). Anteny o szerokiej wiązce którymś z promieni w wiązce głównej trafiają w optymalnie położoną kolumnę i dlatego są mniej wrażliwe na kierunek, a poza tym uśredniają poziom sygnału otrzymywanego od różnych, lecz blisko położonych kolumn. Badania radarowe wykryły ponadto, że wrażliwość na odchylenie od prostopadłości zależy także od długości śladu (rys. 2.35d), [15]. Im większy jest gradient gęstości elektronowej w kolumnie, tym większą wykazuje ona zdolność odbijania fal radiowych. Należy pamiętać, że nie jest to odbicie całkowite, opisane wzorem (2.53). Poszczególne kolumny, jak i całe obłoki FAI, są dla fal radiowych w znacznym stopniu przezroczyste i to tym bardziej, im większa jest częstotliwość, a ponadto ta część energii, która ulega odbiciu nie jest skupiona w jednym promieniu liniowym, lecz jest rozłożona na tworzącej stożka. Badania wykazały [15], że w zależności od gęstości obłoków FAI stosunek mocy sygnałów odbitych przy częstotliwościach f_2 i f_1 wynosi:

$$p_{f2}:p_{f1} = (f_1:f_2)^a \quad \text{gdzie } a = 5\div 7 \qquad (2.60)$$

przy czym np. dla zorzy polarnej wykładnik jest bliski 5. Z tego wzoru otrzymujemy dla częstotliwości 50 MHz, 144 MHz i 432 MHz dodatkowe tłumienia, odpowiednio: 0 dB, 24...33 dB, 50...70 dB. Badano także wpływ położenia stacji w stosunku do południka magnetycznego, odpowiadającego położeniu FAI. Stacje N_1 i O_1, a także N_3 i O_3 (rys. 2.35a), znajdujące się po tej samej stronie południka, łączą się za pośrednictwem tzw. „odbicia wstecz" (ang.: *back scatter*) i uzyskują na ogół większe sygnały niż stacje położone po różnych stronach południka, np. N_2 i O_1, które wykorzystują „odbicie wprzód" (ang.: *forward scatter*).

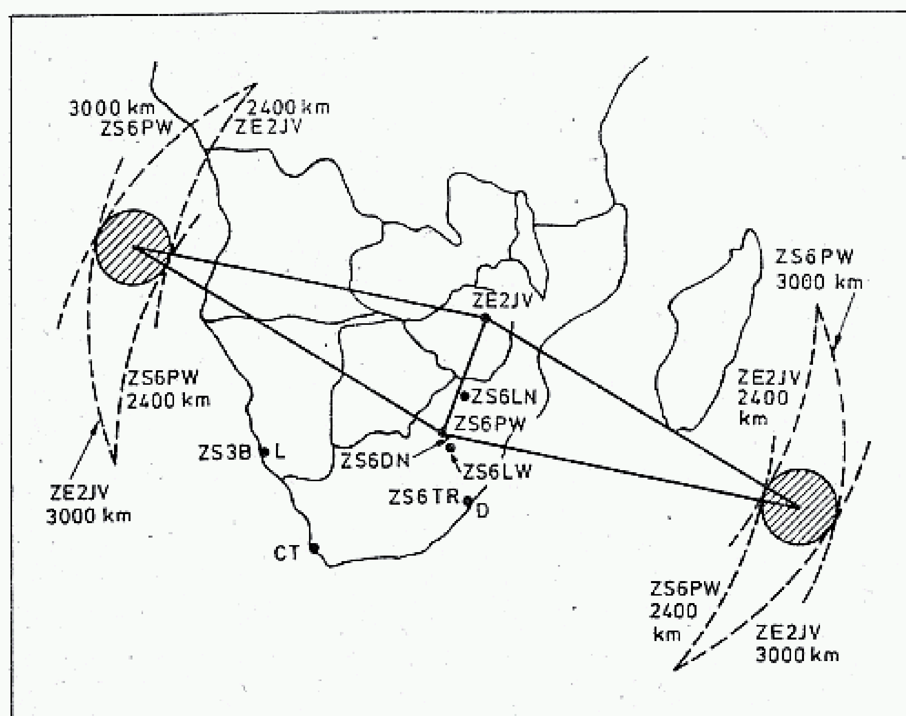
Należy dodać, że opisane właściwości odbić od kolumn zwiększonej gęstości elektronowej dotyczą zarówno typowych FAI w warstwach E i F śladów meteorowych, jak i całych obłoków FAI tworzących zorzę polarną, przy czym ostre kryterium prostopadłości jest łagodzone szeroką wiązką promieniowania anten oraz częstymi zaburzeniami w położeniu FAI, szczególnie w strefie podbiegunowej, a spowodowanymi burzami magnetycznymi i zawirowaniami w jonosferze.

2.3.5 Propagacja normalna F_2

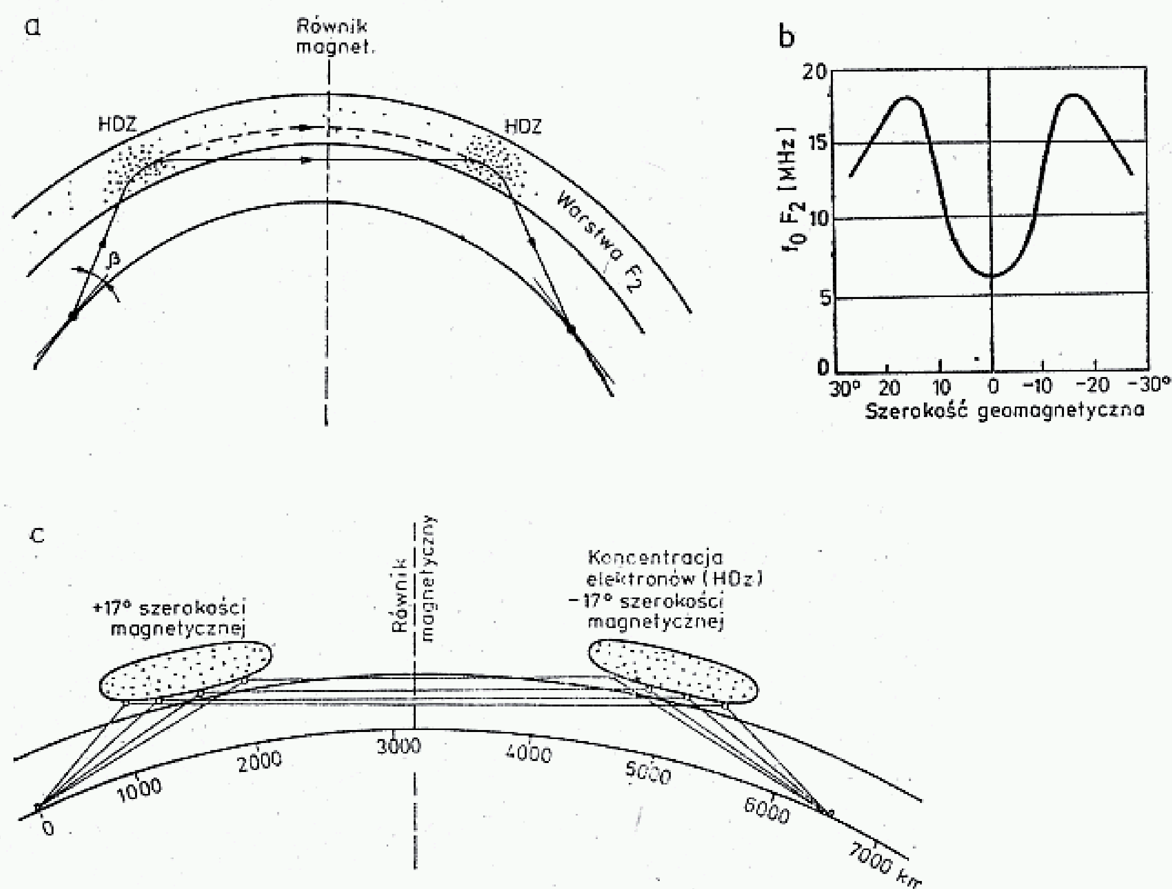
W poprzednim rozdziale stwierdzono, że częstotliwość graniczna f_{max} dla obszaru F_2 jonosfery dochodzi czasami do 50 MHz. W tych warunkach fala radiowa promieniowana stycznie do horyzontu ($\beta = 0$) może ulec takim załamaniom w jonosferze (F_2), że powróci na Ziemię w odległości do 4000 km (d_3 na rys. 2.34c). Może także zdarzyć się, że fala po dojściu do Ziemi ulegnie odbiciu od niej i trafi znów na warstwę F_2 jonosfery, gdzie po ponownym załamaniu wróci na Ziemię robiąc dwa skoki (ang.: *hop*; niem.: *Sprung*). W tym przypadku fala dociera do bardziej odległego punktu (d_4), który w granicznym przypadku może znajdować się w odległości do 7000 km. W szczególnych przypadkach fala może wykonać takich skoków więcej, okrążając nawet Ziemię. Powyższy rodzaj propagacji wymaga jednak, by na całej trasie częstotliwość f_{max} była dostatecznie wielka. Ma to miejsce wtedy, gdy cała trasa znajduje się po stronie dziennej. Poszczególne miejsca załamania fali w F_2 mogą być nachylone w stosunku do powierzchni Ziemi i wtedy fala dochodzi do punktu odbioru nie po linii wielkiego koła, czyli po ortodromie, lecz po różnych trasach. Można to rozpoznać dzięki występowaniu interferencji fali dochodzącej po drodze krótszej z falą na drodze dłuższej, lub przez pomiar czasu propagacji.

Tego rodzaju propagacja występuje aż do częstotliwości 70 MHz. W propagacji 2- i 3-skokowej nie ma szczególnie uprzywilejowanych kierunków, zaś sygnały są silne, stabilne, typowe dla łączności DX KF. Obserwuje się także przypadki tzw. *back scatter*, kiedy fala odbita od Ziemi wraca w kierunku jej wysłania. Przypadek taki przy częstotliwości 28 MHz dla przypadku dwóch stacji ZS6PW i ZE2JV, odległych wzajemnie o 960 km (rys. 2.36). Sygnały odbijały się w obszarach zaznaczonych na rysunku polami zakreskowanymi. Dowodem tego rodzaju propagacji były analizy azymutów i elewacji obu anten oraz występujące opóźnienia sygnałów w granicach 16 do 20 ms, odpowiadające trasie długości około 6000 km. Podobne zjawisko obserwowano przy nasłuchu przez ZS6PW odległej o 120 km radiolatarni ZS6LW, której sygnały odbierano bezpośrednio i przez *back scatter*.

W strefie równikowej występuje w godzinach popołudniowych i wieczornych drugi rodzaj propagacji normalnej, oznaczany 2F2 lub FF. Polega on na tym, że fala promieniowana nawet pod kątem mniejszym niż poprzednio opisany ($0 < \beta < 10°$) natrafia w warstwie F na tzw. centra koncentracji elektronów (ang.: *High Density Zones* — HDZ), położone w odległości 10° do 20° na północ i południe w stosunku do równika magnetycznego (rys. 2.37a). Badania jonosfery wykazały, że w tych okolicach na wysokości 400 km i wyżej gęstość elektronowa dochodzi do $5 \cdot 10^6$ e/cm³, a f_0F_2 do 20 MHz (rys. 2.37c). W tych miejscach fale o mniejszej częstotliwości (28 MHz) są odchylane do Ziemi, a fale o większej częstotliwości



2.36. Back scatter w pasmie 28 MHz. Stacje ZE2JV i ZS6PW utrzymywały kontakt nadając w kierunku zakreskowanych pól, gdyż tam fala odbita od Ziemi cofała się



2.37. Propagacja normalna TE

a — fala ugięta w punktach zagęszczeń elektronowych jednym skokiem dociera przez równik (rodzaj $2F_2$) lub jest prowadzona po łuku do drugiego centrum HDZ, b — rozkład częstotliwości krytycznej $f_0 F_2$ nad równikiem, c — rzadkie zjawisko, gdy centra HDZ powodują skupienie wiązki załamywanej, zwiększając poziom sygnału

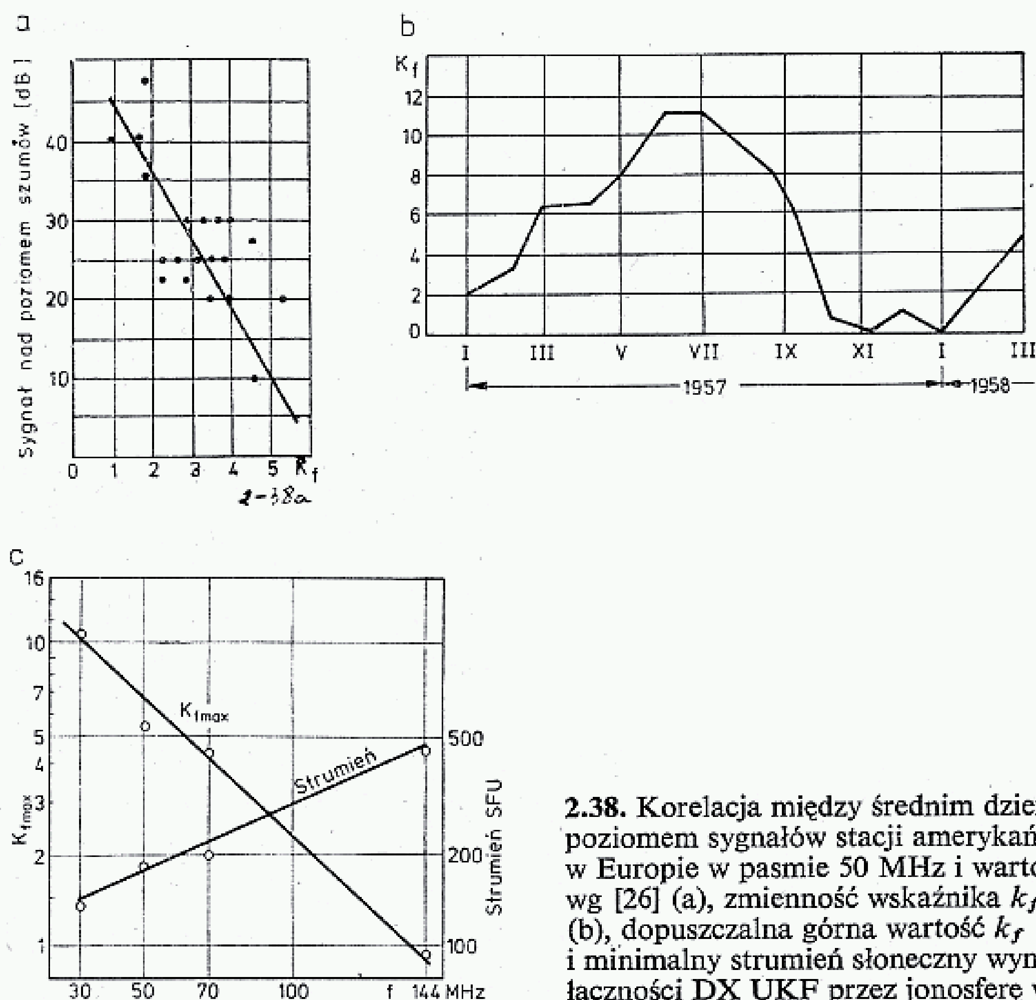
(np. 50 MHz) są uginane tak, że trafiają na symetrycznie położone drugie HDZ i tam po odbiciu wracają na Ziemię w znacznej odległości. Ponieważ, na skutek braku odbicia od Ziemi, nie występują dodatkowe straty, a ponadto, ponieważ mogą wystąpić zjawiska skupienia wiązki (rys. 2.37c), poziom sygnału odbieranego bywa nawet większy niż przy propagacji w wolnej przestrzeni. Układ taki jest jednak selektywny, jeśli chodzi o częstotliwość i położenie stacji oraz wobec przemieszczania się HDZ w kierunku za Słońcem, jest on nietrwały. Propagacja $2F$ jest możliwa tylko dla kierunku prostopadłego do równika magnetycznego, między stacjami w przybliżeniu jednakowo odległymi od równika. Często zdarza się jednak, że po zachodzie Słońca dolna część jonosfery rozpada się na kawałki i wygląda tak jak mrożone szkło. Powoduje to rozpraszanie fal, zmniejszenie ich poziomu, lecz jednocześnie jest źródłem zwiększenia tolerancji kątowej nadchodzących i wysyłanych fal. W ten sposób sygnał przenoszony nie jest już czysty i wykazuje migotanie (ang.: *flutter*), lecz pozwala na dość znaczne odchylenie od kierunku prostopadłego do równika. W sprzyjających warunkach tego rodzaju propagacja jest możliwa aż do częstotliwości 90 MHz, [27]. Niektórzy autorzy uważają, że HDZ mają duży gradient gęstości elektronowej, oraz że są pochylone i skutkiem tego odbijają padające fale tak jak to pokazano na rys. 2.37a oraz f_3 na rys. 2.34b, inni zaś uważają, że HDZ jedynie ułatwiają przechwycenie fal i ich prowadzenie wewnątrz jonosfery po łuku na drugą stronę równika. Propagacja w odbiciu od F_2 i Ziemi nawet w kilku skokach oraz typu $2F_2$ nazywana jest propagacją normalną F_2 (ang: *Normal Mode* F_2).

Należy wyjaśnić jeszcze, kiedy można oczekiwać wystąpienia normalnej propagacji F_2. Badania prowadzone przez DL1LB [26] w latach 1957—59 wykazały, że między dużym prawdopodobieństwem łączności w pasmie 50 MHz na trasie Europa-Ameryka (E-A) i wartością f_0F_2 występuje słaba korelacja. Główną przyczyną są zakłócenia pola magnetycznego na tej trasie. Trasa E-A leży w pasie 60° do 80° północnej szerokości geomagnetycznej. Dla lepszego prognozowania łączności E-A w pasmie 28 MHz i 50 MHz, a także 70 MHz wprowadzono wskaźnik K_f, określający szansę na wystąpienie warunków propagacji na trasie E-A.

Przy szczególnie wysokiej f_0F_2 i małych zaburzeniach magnetycznych ($K \cong 1$) wskaźnik K_f przyjmuje wartości małe, sprzyjające łącznościom w tych pasmach. Na rysunku 2.38 pokazano korelację poziomu sygnału i wartości K_f, a na rys. 2.38b wartości K_f w okresie od stycznia 1957 do marca 1958 (początek opadania 19 cyklu słonecznego).

Pojawienie się obłoku sporadycznego E_s na trasie powoduje dodatkowe tłumienie trasy o 20 do 60 dB. W czasie pojawiania się zorzy polarnej poziom sygnałów rośnie, po czym następuje odchylenie optymalnego kierunku anteny do 30° na północ, a w końcu sygnał zmienia się i występuje charakterystyczne migotanie zorzowe. DL1LB podaje, że znaczne prawdopodobieństwo wystąpienia warunków propagacji na trasie E-A zachodzi dla 28 MHz przy $K_f \leqslant 12$, dla 50 MHz przy $K_f \leqslant 5{,}5$ i przewiduje szanse dla propagacji na częstotliwości 70 MHz przy $K \leqslant 4{,}3$, [31]. Najmniejsze wartości K_f występują w czasie maksymalnej aktywności słonecznej (duże f_0F_2) i spokojnym polu magnetycznym, tj. w okresie od października do lutego, w godzinach 11...18 UT oraz w kilka minut po silnej erupcji na Słońcu [17, 18].

Pasmo 50 MHz nie jest generalnie przyznane przez WARC 79 dla I Regionu, a więc i dla Europy, jednak poszczególne administracje mogą udzielać zezwoleń na pracę amatorską na określonych warunkach. Zezwolenie takie uzyskały stacje holenderskie do pracy A_1 i F_1 z mocą 25 W ERP na częstotliwościach 53,875 kHz, 53 925 kHz, 53 975 kHz, a ostatnio także stacje angielskie i niektóre afrykańskie. Jednocześnie bardzo wiele stacji europejskich przeprowadza łączności typu *crossband*



2.38. Korelacja między średnim dziennym poziomem sygnałów stacji amerykańskich w Europie w pasmie 50 MHz i wartością k_f wg [26] (a), zmienność wskaźnika k_f w 1957 r. (b), dopuszczalna górna wartość k_f i minimalny strumień słoneczny wymagane dla łączności DX UKF przez jonosferę wg [31] (c)

50/28 MHz. Łączności te są uzgadniane na częstotliwości 28 885 kHz (Cq-Dl 6/81). Najczęstsze otwarcia pasma 50 MHz następują w kierunku Afryki Południowej, rzadziej do Ameryki Południowej, Środkowej i Północnej. W CQ-DL z lat 1981 i 1982 znajduje się wiele doniesień o łącznościach 28/50 MHz w podanych kierunkach.

Stacje polskie mogą, na wzór innych stacji europejskich, przeprowadzać łączności *crossband*, zaczynając działanie od wykonania konwertera o czułości 2 kT_0, anteny 3 elementowej i przeprowadzania systematycznych nasłuchów radiolatarnii podanych w tablicy 2.3.4. Następnie, na częstotliwości wywoławczej 28 885 kHz, uzgadnia się łączność. Najlepsza pora roku — to jesień i zima, godziny południowe do wieczornych. Warto także robić nasłuchy URSI-gramów na częstotliwości 7 428 kHz i obserwować okresy, gdy R ma wartości wielkie, a A_k małe. Należy dodać, że już w czasie niezbyt silnej E_s można odbierać europejskie radiolatarnie w pasmie 50 MHz.

2.3.6 Szczególne rodzaje propagacji F_2

Przez długie lata panowało przekonanie, poparte informacjami podawanymi w literaturze profesjonalnej, że nie istnieją szanse łączności w pasmie 144 MHz za pośrednictwem warstwy F2. Tymczasem stacje LU1DAU z La Plata w Argentynie i YV5ZZ/6 Boche de Uchire w Wenezueli 29.10.1977 r. o godz. 02.00UT przeprowadziły między sobą łączność dwustronną SSB na częstotliwości 145,3 MHz na odległość 5045 km, używając nadajników o mocach mniejszych niż 100 W i anteny o zysku 10 do 12 dB.

Wcześniej, bo 8.11.1976 r. o godz. 00.37 UT YV5ZZ słyszał sygnały nadawane przez LU7DJZ na częstotliwości 145,9 MHz do Oscara 7A, lecz nie słyszał sygnałów odpowiedzi na 28 MHz. Podobne zdarzenie miał 1.6.1977 Santos PY20D w Brazylii, gdyż słyszał sygnały stacji TU2EF z Ivory Coast pracującej na 145 MHz przez Oscara 7A. Wkrótce po tym, 12.2.1978 r., w godzinach od 00.05 do 00.20 UT KP4EOR nawiązał łączność z dwoma stacjami argentyńskimi na częstotliwości 144 MHz w czasie, gdy kończyły się warunki łączności na 50 MHz. Następnego dnia, tj. 13.2.1978 r., YV5ZZ słyszał w godzinach 00.04 do 01.10 UT słabe, lecz czytelne sygnały LU3AAT na 432,1 MHz !.

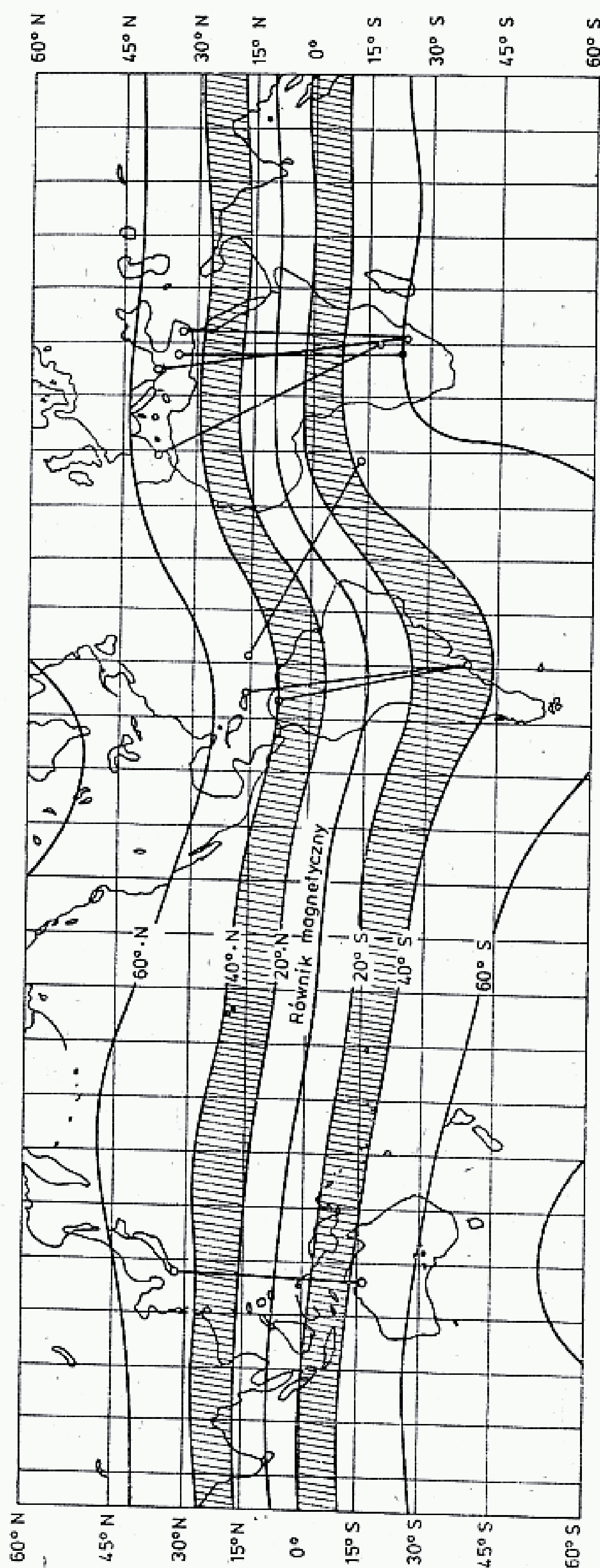
Następną sensacją była łączność 24.02.1978 r. o godz. 12.00 UT między VK8GB i JH6TEW w pasmie 144 MHz. Po tym poszła seria łączności w pasmie 144 MHz z Afryką: 10.04.1978 r. o godz. 18.00 UT ZE2JV z 5B4WR i 12.04.1978 r. także o godz. 18.00 UT SV1AB z ZE2JV (tabl. 2.3.2).

Tablica 2.3.2

Pierwsze łączności za pośrednictwem FAI

Data	Czas UT	od/do	Uwagi
76 11 08	00.37	YV5ZZ/LU7DJZ	Słyszał Uplink Oscar 7A
77 07 01		PY2OD/TU2EF	Słyszał Uplink Oscar 7A
77 10 29	02—04	YV5ZZ/Lu1DAU	Pierwsza łączność FAI CW
78 02 12	00.05—00.20	LU/KP4-YV	Brak sygn. na 50 MHz, dobre na 144 MHz
78 02 13	00.04—01.10	LU/KP4-YV	YV5ZZ słyszał LU3AAT na 432 MHz
78 02 20	04.00—04.05	YV6ASU/LU3AAT	W Wenezueli słyszano tylko LU3AAT
78 02 24	12.00	VK8GB/JH6TEW	Pierwsza VK-JA w pasmie 144 MHz
78 04 10	18.00	ZE3JV/5B4WR	Pierwsza łączność Azja—Afryka
78 04 12	18.00	SV1AB/ZE2JV	Pierwsza łączność Europa—Afryka

Na rysunku 2.39 pokazano trasy tych łączności. Początkowo zbudowano teorię wyjaśniającą łączności transrównikowe (ang.: *Transequatorial* — TE) na tworzeniu się duktów jonosferycznych F_2 nad równikiem, przenoszących fale w pasmie 144 MHz. Teoria ta wymaga symetrycznego względem równika magnetycznego położenia obu stacji, jest więc nieprzydatna do wyjaśnienia łączności na trasach nie prostopadłych do równika magnetycznego, jakie miały miejsce między stacjami ZE2JV i EA6FB oraz ZD8DT na Ascension Island i KP4EOR. Teorię rozszerzono wprowadzając wcześniej już opisany FAI F_2 jako jeden ze sposobów propagacji,



2.39. Trasy łączności transrównikowych w pasmie 144 MHz na tle równoleżników pola geometrycznego [23]

[22]. Obecnie szczególne sposoby propagacji UKF za pośrednictwem warstwy F_2 można sprowadzić do następujących dwóch rodzajów:

TEP — tzw. „czyste TE, [27] (ang.: *pure* TE) polegające na prowadzeniu UKF w duktach utworzonych w F_2,

— FAI — F_2 — polegająca na lustrzanych odbiciach przez FAI w warstwie $F2$ sygnałów na zasadach podanych w rozdziale 2.3.4.

W obu przypadkach sygnały cechuje znaczne migotanie (ang.: *flutter*), przesunięcie dopplerowskie oraz niski poziom. Pozwala to na odróżnienie tego rodzaju propagacji od normalnej propagacji F_2 (rozdz. 2.3.5), występującej dla fal o częstotliwościach do 90 MHz, a których sygnały mają większe poziomy i są bardziej spokojne.

Dla lepszego zrozumienia problemu TEP należy uzupełnić niektóre wiadomości podane w poprzednim rozdziale na temat zjawisk w jonosferze nadrównikowej, [27].

Jonosfera pod bezpośrednim wpływem promieniowania słonecznego wytwarza w okolicach równikowych dwa obszary zwiększonej gęstości (HDZ) (rys. 2.37b). Są one symetryczne w stosunku do równika magnetycznego i przy zmianie pory roku nie zmieniają położenia, zmienia się jedynie uzyskiwana wartość gęstości elektronowej. Największa gęstość występuje w czasie równonocy wiosennej i jesiennej (ang. *equinoxes*) i częstotliwość krytyczna $f_0 F_2$ przekracza nawet 20 MHz. Wpływ pola magnetycznego jest wyraźny. Anomalia magnetyczna jest nie tylko symetryczna w stosunku do rów-

nika magnetycznego, lecz jonosfera jest unoszona przez burze magnetyczne i znajduje się pod wpływem zmian tego pola. Wyjaśniono to już w rozdziale 2.3.3.

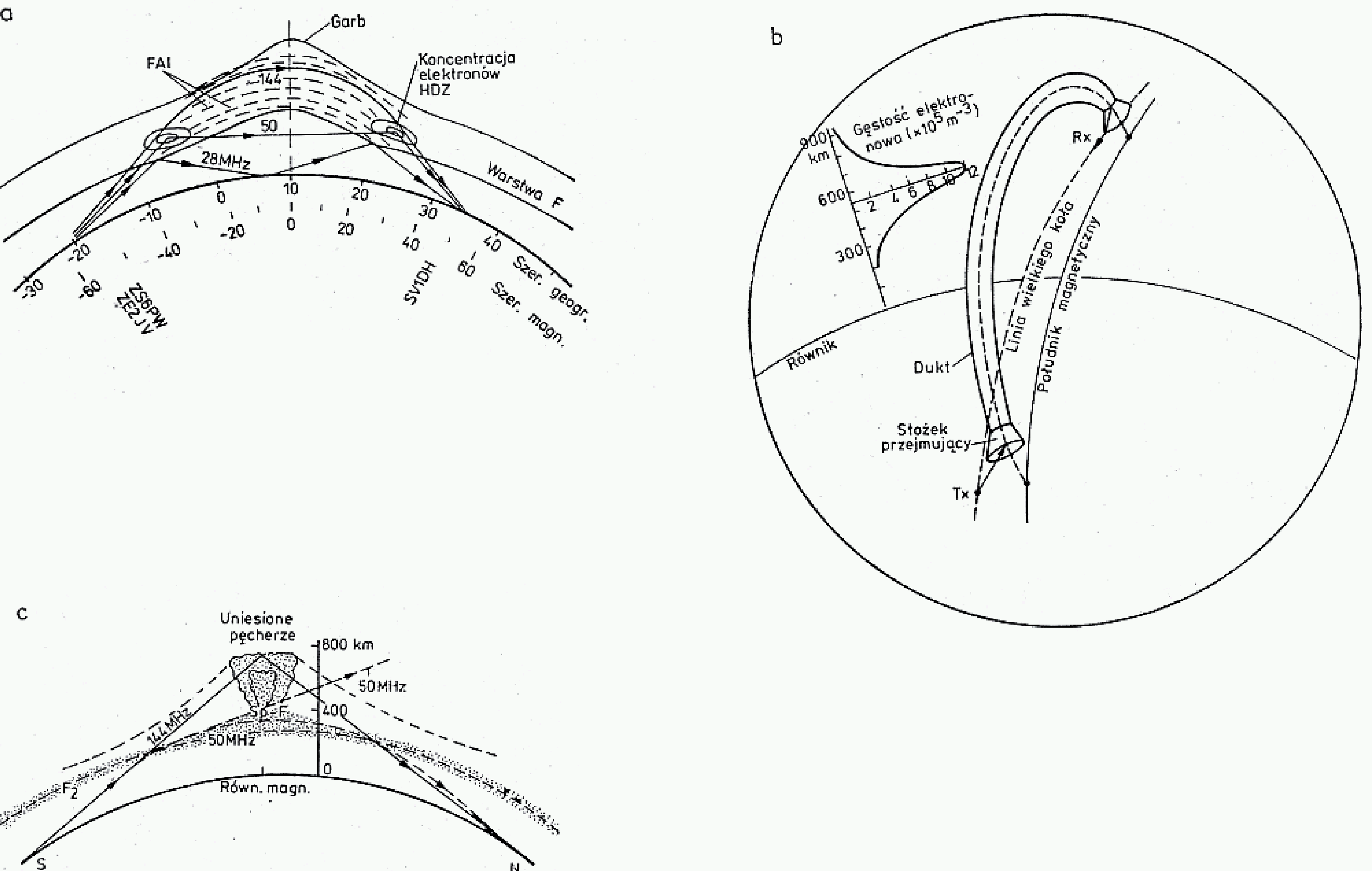
Z chwilą zachodu Słońca jonosfera obracając się wraz z Ziemią podlega gwałtownej zmianie nasłonecznienia i pola magnetycznego (rys. 2.30). Oddziaływanie prądnicowe (generatorowe) wytwarza silne pole elektryczne, dolna warstwa jonosfery jest wysysana do góry, górne warstwy wygarbiają się i osiągają maksymalną wysokość w ciągu około dwóch godzin po zachodzie Słońca. Plazma jonosfery ulega poszarpaniu, obszary turbulentne opadają i uformowane nieregularności układają się wzdłuż linii pola magnetycznego tworząc opisane już niejednorodności FAI. W tym czasie zanika warstwa *E*, co zmniejsza szybkość rekombinacji dolnych partii jonosfery i warstwa *F* utrzymuje się długo w nocy.

Wymiary nieregularności są bardzo różne, obok siebie mogą występować FAI o długościach metrów i kilometrów, są one ruchome i płynąc tworzą jakby smugi o długości kilometrów, a szerokości metrowej. Wywołują one scyntylację radiogwiazdy i stwierdzono, że powodują szybkie zaniki na częstotliwościach aż do 2 GHz na sygnałach przychodzących z satelitów stacjonarnych. W tym też czasie pojawiają się w jonosferze pęcherze pozbawione elektronów, unoszące się do wywokości ponad 1000 km. Na granicy jonosfery i tych pęcherzy występuje gwałtowny skok stałej dielektrycznej, opisanej zależnością (2.51). Pęcherze takie są zdolne odbijać (rozpraszać) fale o częstotliwościach ponad 500 MHz [27]. Pojawiają się one na trasach radiowych w jonosferze dość regularnie, w odstępach czasu co 20 do 60 minut, wywołując głębokie zaniki i jednocześnie przyczyniają się do powstawania odbić na częstotliwościach w pasmach 144 MHz i 432 MHz [23]. Odbicia te mają charakter podobny do odbić od zorzy polarnej, lecz w tym przypadku, ponieważ FAI jest ułożone poziomo, wywołują one odbicie do przodu (ang.: *forward scattering*), pozwalając fali radiowej powrócić na Ziemię znacznie poza horyzontem.

Sondaże obszarów HDZ oraz warstwy *F* w stanie normalnym dają obraz ostro zarysowanych warstw. W czasie opisanych wyżej zaburzeń w strefie równikowej po zachodzie Słońca obraz jonosfery jest rozmyty, rozciągnięty w górę, w wyniku występowania niestabilnych odbić od FAI i unoszących się pęcherzy. Jonosfery w takim stanie nazywa się jonosferą rozbitą (ang.: *spread* F — SpF, niem.: *Aufgespalte* F).

W ciągu dwóch godzin po zachodzie Słońca unoszenie się i łamanie warstw obszaru *F* jonosfery powoduje uwarstwienie się zwiększonych gęstości wzdłuż linii pola magnetycznego. Dukty te mają łagodną krzywiznę i zdolność do propagacji sygnałów, jeśli ich częstotliwość jest większa od częstotliwości odcięcia. Powyżej częstotliwości granicznej, określonej między innymi wymiarami duktu, stają się one niewrażliwe na częstotliwość fali. W ten sposób pojawia się propagacja nazywana „czysta TE" i oznaczana jako TEP [27].

Chropowata dolna powierzchnia obszaru SpF spełnia dwojaką rolę. Po stronie nadawczej, zasilana falą radiową powoduje przekazanie części sygnału do duktu, mimo, że stacja nadawcza znajduje się poza linią wejścia do duktu. Po stronie odbiorczej sygnał, przesyłany duktem i tylko nieznacznie osłabiony, jest przez tę powierzchnię rozpraszany w różnych kierunkach, pozwalając na odbiór



2.40. Sposoby propagacji TE:

a — propagacja normalna F_2 przy 50 MHz oraz TEP w dukcie przy 144 MHz, b — jedno z wyobrażeń sposobu prowadzenia fal przez dukt, c — odbicie do przodu na granicy pęcherzy lub *FAI*

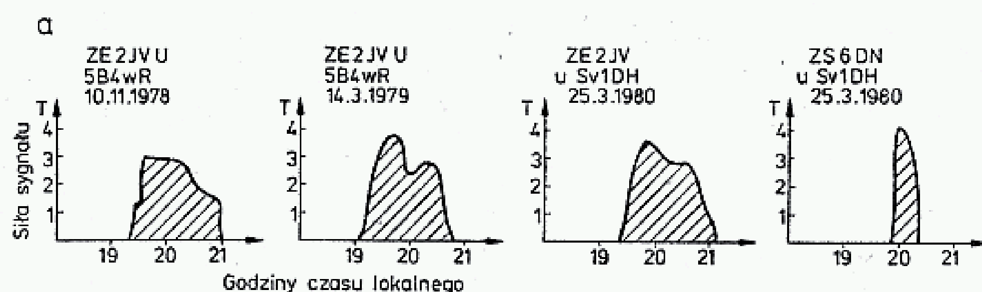
także poza linią wyjścia duktu [27]. Tłumaczy to możliwość nawiązywania łączności między stacjami położonymi niezbyt dokładnie symetrycznie w stosunku do równika magnetycznego oraz konieczność unoszenia anten o kąt $\beta = 0...15°$ i odchylenia do ortodromy najczęściej w kierunku zachodnim o kilkanaście stopni (do 20°). Aby podsumować zalety i wady różnych rodzajów łączności transrównikowych TEP posłużymy się rys. 2.40. W ciągu dnia, w wyniku narastania jonizacji częstotliwość f_0F_2 rośnie na tyle, że pojawiają się odbicia w pasmie 28 MHz. Sygnały mogą rozchodzić się w różnych kierunkach i po kilku skokach docierać na bardzo duże odległości. Sygnał jest czysty, z nieznacznymi powolnymi osłabieniami. W miarę wzrastania stopnia jonizacji mogą pojawiać się sygnały na częstotliwości 50 MHz, rozchodzące się podobnie jak na częstotliwości 28 MHz. Z chwilą nastania zmierzchu wytwarzają się centra HDZ, pojawia się Sp-F. Fale 50 MHz mogą teraz odbić się od HDZ i wrócić do symetrycznie położonego korespondenta po drugiej stronie równika. Gdy koncentracja HDZ jest niewystarczająca, fala może być mniej ugięta, lecz także trafić na drugie HDZ po przeciwnej stronie równika bez odbicia od Ziemi. Stan taki jest jednak bardziej selektywny, zaś sygnał choć silniejszy ma głębsze zaniki (rys. 2.37a). Były to rodzaje propagacji normalne F_2. W tym samym czasie fala na częstotliwości 144 MHz jest na HDZ ugięta.

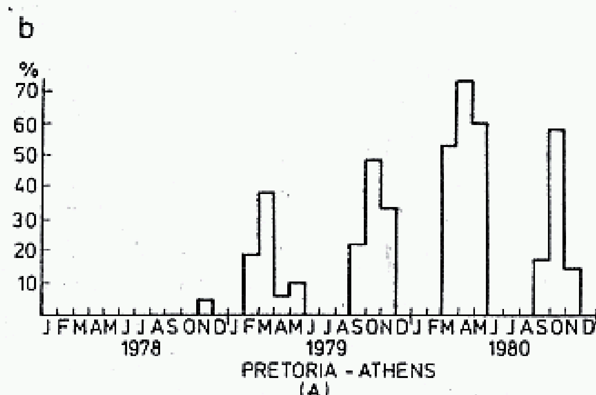
Stopień ugięcia może być różny. Jeśli jest silny, fala jest wprowadzana w dukty i przy małym tłumieniu trafia do drugiego HDZ, a stamtąd jest wypromieniowana do Ziemi (rys. 2.40 i 2.37a). W obszarze wejściowym do duktu, jak i w samym dukcie następują ciągłe zakłócenia powodujące lokalne zmiany długości trasy oraz przeskoki z jednej strugi duktu do drugiej, skutkiem czego sygnał odbierany ma silne zaniki o częstotliwości 10 do 100 Hz. W tym czasie sygnały na 50 MHz już nie mogą rozchodzić się propagacją normalną F_2, gdyż f_0F_2 spada, lecz słabiej ugięta fala o częstotliwości 50 MHz wpada w dukty i, jeśli są one dość szerokie, jest w dukcie przenoszona.

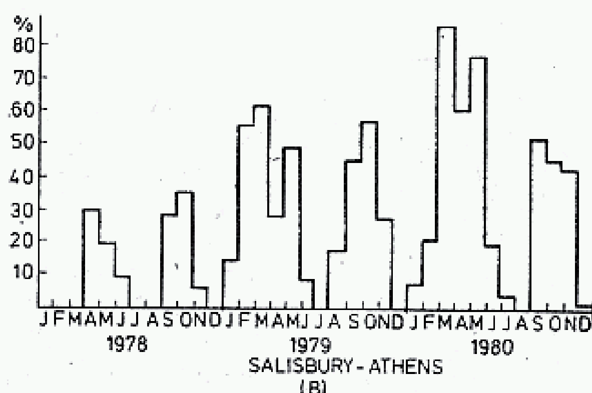
Zdaniem innych autorów, [23], w warstwie SpF2 dukty się nie tworzą, lecz istniejące tam poziomo ułożone niejednorodności FAI i pęcherze sprzyjają powstaniu odbić do przodu (ang.: *forward scattering*), przy czym uprzywilejowany jest kierunek ponad równikowy (TK), ale możliwe są także i inne kierunki (rys. 2.40e i 2.39).

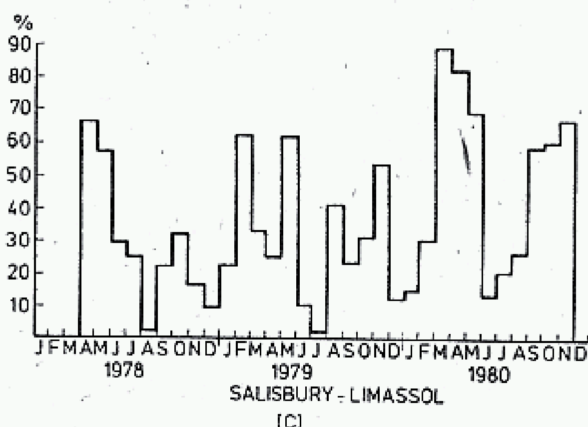
W czasie propagacji TEP występują wyraźne przesunięcia dopplerowskie w granicach +50 Hz do −250 Hz, z dominacją odchylenia ujemnego, wskazujące na to, że trasa ulega stałemu wydłużeniu. Świadczyłoby to o tym, że obszar Sp-F, który pośredniczy w propagacji, przesuwa się na zachód z prędkością do 460 m/s, to jest z prędkością przesuwania się linii zmierzchu. Ponieważ na to zjawisko nakłada się także fala akustyczna, rozchodząca się z prędkościami 100 do 200 m/s w różnych kierunkach, daje się obserwować przemieszczenia Sp-F w kierunku wschodnim.

Około północy Sp-F zanika, jonosfera uspakaja się i warunki TEP ustają. Na rysunku 2.41a pokazano zmienność poziomu sygnału w porze zmierzchowej, a na rysunku 2.41b względną częstotliwość występowania TEP na trasie Afryka Południowa-Europa. Na trasie Afryka-Morze Śródziemne Sp-F powstaje najczę-









2.41. a — Typowa siła sygnałów w czasie otwarcia w pasmie 144 MHz [25]. Skala siły sygnału: T_1 — sygnał wykrywalny, T_2 — 50% czytelny, T_3 — odbiór 100%. W czasie próby 10.11.78 o 19.30 przełączano moc TX z 40 W na 200 W
b — Prawdopodobieństwo wystąpienia sygnałów na 144 MHz na trasie: A — Pretoria — Ateny, B — Salisbury — Ateny, C — Salisbury — Limasol

ściej w okresie od października do maja, lecz zdarza się także w czerwcu i sierpniu, w okresie maksymalnej aktywności Słońca.

W obu Amerykach Sp-F obserwowana jest najczęściej w okresie październik-marzec z zupełnymi zanikami w miesiącach letnich, natomiast w strefie Azja-Australia maksimum Sp-F obserwowano w czerwcu i lipcu, [22]. Stacje przeprowadzające próby TE dysponowały odbiornikami o czułości lepszej od 2 dB, regulowaną szerokością wstęgi i pomiarem częstotliwości z dokładnością do ±100 Hz, nadajnikami o mocy 100 W obciążenia ciągłego, choć stwierdzano także przypadki łączności z nadajnikami o mocach 10 W. Stosuje się kluczowanie CW A_1 lub lepiej

PSK. Anteny nie muszą być ostrokierunkowe, gdyż kierunki nadchodzącego sygnału oscylują często $\pm 5°$ wokół kierunku optymalnego. Stosowane są anteny Yagi $10 \div 16$-elementowe. Stacje bardziej odległe od równika powinny mieć większe anteny kierunkowe, 4 anteny 10-elementowe (np. 4×10) i wiązkę kierować wzdłuż horyzontu w kierunku ortodromy lub z lekkim odchyleniem w kierunku zachodnim, natomiast stacje bliższe powinny mieć antenę uniesioną do około 20°.

Nasuwa się pytanie praktyczne: czy istnieje szansa nawiązania łączności TE z Polski. W pasmie 50 MHz za pomocą rodzaju normalnego F_2 z pewnością tak. W pasmie 144 MHz i 432 MHz istnieje pewne prawdopodobieństwo w szczególnej sytuacji, gdy na linii ortodromy pojawi się nad Bałkanami lub Adriatykiem albo rozległa inwersja troposferyczna, albo ES, które pozwolą na wejście w strefę Sp-G i do duktu TEP nad Morzem Śródziemnym. Próby należy rozpoczynać od stałych nasłuchów beaconów w pasmie 50 MHz, a następnie 144 MHz (tabl. 2.3.3.), w go-

Tablica 2.3.3 a

Odległe radiolatarnie (beacony) UKF

Częstotliwość [MHz]	Znak	Informacje dodatkowe
50, ...	DL3ZM/YV5	
50,020	BG3SIX	XN49f 100ERP W, F1
50,030	ZS6PW	Pretoria A1
50,035	ZB2VHF	XW64g 20ERP WNW A1
50,035	ZS6LN	Petersburg, A1
50,038	FY7THF	Francuska Gujana
50,051	ZS6DN	
50,056	ZS6LN	
50,070	ZS3E	
50,320	I5TDJ	
50,500	5B4CY	QU14g, 35 ERP WNW A1
70,260	ZB2VHF	
70,685	GB3SX	AL71d 16 ERP Omni
70,695	GB3SU	ZN61a 20 ERP Omni
144,115	ZS6LN	Pietersburg A1,20 kW ERP, 12.00—16.00
144,118	ZE2JV	Salisbury F1 2/12 kW ERP, 00,00—24,00
144,130	ZS6DW	Pretoria A1,20 kW ERP, 6—9 i 15—19.30
144,915	ZS6JHB	Pretoria F1 20 W, 00—24,00

Tablica 2.3.3 b

Częstotliwości i kraje stacji TV w Europie

48,25 MHz:	DL,	EA,	OH,	LA,	CT1,	SM,	HB					
49,75 MHz:	OE,	OK,	HA,	SP,	UA,	I						
55,25 MHz:	DL,	OZ,	DM,	EA,	OH,	TF,	LA,	CT,	SM,	HB,	YU	
59,25 MHz:	OK,	SP,	YU,	UA								
62,25 MHz:	OE,	DL,	OZ,	DM,	EA,	OH,	PA,	TF,	LA,	SM,	HB,	YU

dzinach 18—20 czasu słonecznego w marcu, a szczególnie w październiku przy stałej kontroli warunków propagacji w pasmie 28 MHz, które w tym czasie powinno być otwarte na południową Afrykę, a następnie trzeba próbować nawiązać łączność na częstotliwości 28 885 kHz z jakąś ze stacji robiących próby TEP. Można oczekiwać, że rekord dwustronnej łączności TE w pasmie 144 MHz między SV1AB i ZS6LW wynoszący 7201 km zostanie wkrótce pobity, gdyż I4EAT w Faenzie (loc. JN54JG) 44° 17'N, 11° 48'E (odbierał już sygnały ZS3B z Ludenitz loc. JG99BI, 20° 38'S, 18° 10'E) a więc na odległość 7934 km.

2.3.7 Propagacja fal ultrakrótkich za pośrednictwem FAI-E

Regularna warstwa *E*, tworząca się w dzień na wysokości 90 do 120 km, osiągając częstotliwość f_{kr} 2 do 4 MHz jest zupełnie nieprzydatna dla łączności na UKF. W warstwie tej jednak dość często pojawią się znaczne zaburzenia zwiększające gęstość elektronową do poziomu umożliwiającego odbijanie sygnałów o częstotliwościach do 500 MHz. Niejednorodności gęstości elektronowej powstają jako:
— zjonizowane kolumny wzbudzone meteorem (MS scattering),
— obłoki sporadyczne E_s,
— nieregularności ułożone wzdłuż pola magnetycznego — FAI-E (rozdz. 2.3.4).

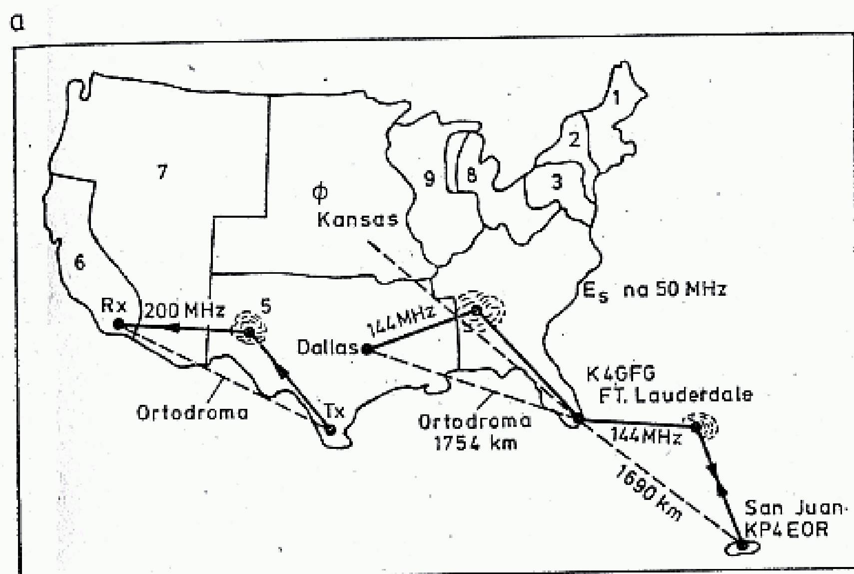
Właściwości i techniki łączności MS i Es opisano dalej. W niniejszym rozdziale opisano właściwości propagacji FAI-E, w tym łączności przy wykorzystaniu zorzy polarnej (ang.: *Aurora* — A).

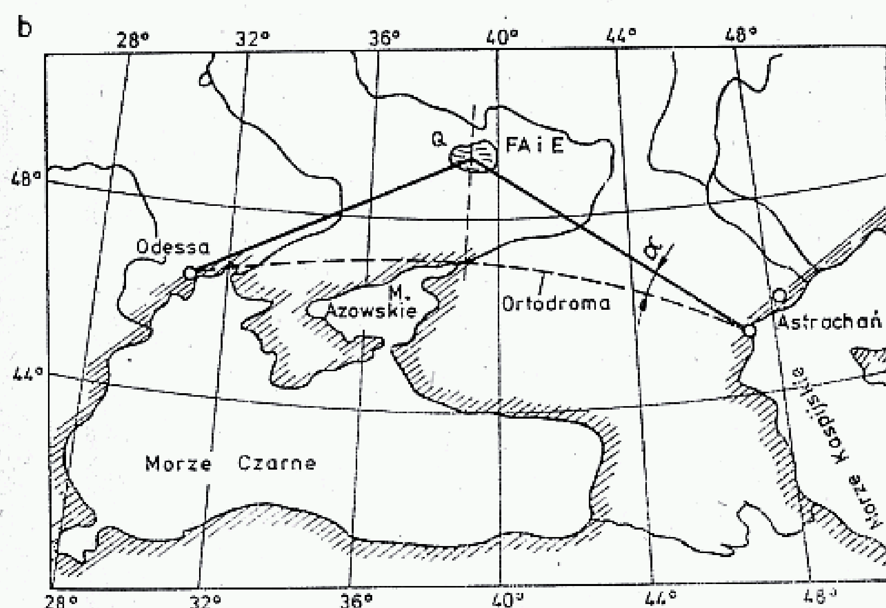
Rozróżniane są trzy strefy występowania FAI-E:
— w strefie okołorównikowej FAI-E pojawia się w godzinach 9—11 czasu lokalnego i zanika w godzinach 14—16, nie wykazuje zmian sezonowych ani korelacji z burzami magnetycznymi i jest rejestrowane przez ponad 300 dni w roku;
— w strefie szerokości średnich FAI-E pojawia się w godzinach 4—8 oraz 18—24 czasu lokalnego i występuje wyraźna korelacja z meteorami oraz obłokami Es, rozbłyskami na Słońcu, lecz mała z burzami magnetycznymi; częstotliwość występowania w okresie maja i sierpnia w czasie około 50% dni;
— strefa podbiegunowa, gdzie występuje jako zorza polarna. Częstotliwość występowania rośnie przy zbliżaniu się do szerokości 70° i dochodzi do 90% czasu. Występuje wyraźna dodatnia korelacja z burzami magnetycznymi. Zdolność odbijania fal jest znacznie większa niż w pozostałych strefach i przekracza 432 MHz.

W średnich szerokościach geograficznych FAI-E bardzo często pojawia się po inwazji roju meteorowego, którego kierunki niekoniecznie muszą być zgodne z liniami pola magnetycznego. FAI-E występuje najczęściej na wysokości 105 km, podczas gdy meteory „spalają" się na wysokości 100 do 90 km. Zjawisko FAI-E obserwuje się już z chwilą, gdy większy meteor wpada w górne warstwy *E*, tj. na wysokości 120 km i po tym, gdy jego ślad na poziomie 90 km ulega rozmyciu. Przypuszcza się, że kolumna jonizacyjna meteorowa podlega dyfuzji asymetrycznej, w wyniku której przekształca się ona w FAI-E. Podobnie, po zaniku E_s w ciągu 1 do 2 godzin obserwuje się występowanie niejednorodności FAI-E w tym obszarze.

Dość często, gdy wystąpi E_s o częstotliwości granicznej 50 MHz, można oczekiwać towarzyszącej jej FAI-E na częstotliwości 144 MHz, [28].

Sygnały FAI-E są stosunkowo słabe. Rozróżnia się sygnały w odbiciu dyfuzyjnym (niekoherentne) i rekursyjnym (jak od E_s). Średnie tłumienie trasy długości 1700 km przy częstotliwości 144 MHz nie przekracza — 248 dB, a w niektórych przypadkach wynosi ono tylko — 218 dB. Przy częstotliwości 200 MHz tłumienie to wynosi także około — 248 dB, [28]. Odbierane sygnały są więc na poziomie szumów odbiornika, lecz bywały przypadki, gdy sygnał przekraczał poziom szumów o 30 dB. Na tle podstawowego poziomu sygnałów o charakterze szumowym, wyróżniają się skoki sygnału, który staje się dźwięcznym, a co przypisuje się pojawieniu mikrometeoru w miejscu odbicia. Łączność przeprowadza się systemem CW, FSK, a przy lepszej słyszalności także systemem SSB. Łączny czas otwarcia w danym kierunku może przekraczać nawet 2 godziny. Cechą charakterystyczną propagacji FAI-E, wyróżniającą ją do sporadycznej E_s, troposferycznej i początkowej fazy





2.42. Trasy łączności

a — na terenie USA za pośrednictwem FAI-E oraz E_s — 50 [28], b — trasa stałej łączności na UKF za pośrednictwem FAI-E tworzącego się w punkcie *Q* w okolicach Morza Czarnego wg [15]

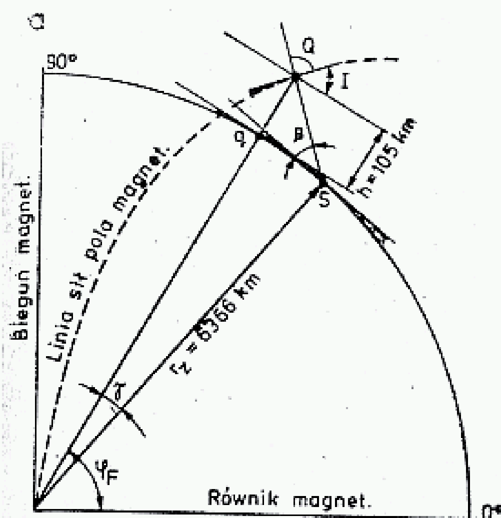
meteorowej jest szybkie migotanie sygnału, ze składnikiem częstotliwości 10÷100 Hz oraz konieczność odchylania anten od ortodromy w kierunku północnym. W przypadku wytworzenia się korzystnie usytuowanej kolumny meteorowej, pojawia się czysty sygnał trwający nawet do 60 s.

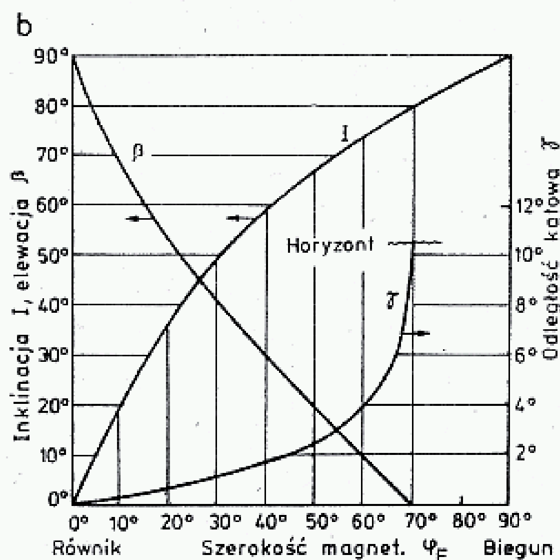
Częstotliwość i czas trwania propagacji FAI-E na średnich szerokościach zależy od potencjału stacji. K4GFG dysponując TX — 1000 W, podwójną anteną typu Yagi nawiązywał systematycznie łączność z KP4EOR, która pracowała z mocą 100 W i pojedynczą anteną Yagi. Łączności zaczynały się po 21 godzinie czasu lokalnego i trwały do 2 godzin. Na 47 dni prób w okresie maja-sierpnia 1979 r. uzyskano łączność w 24 dniach. Na rysunku 2.42a pokazano trasy i położenia FAI-E w łącznościach między stacjami K4GFG i KP4EOR oraz z K5GW (100 W i prosta 16-elementowa antena Yagi). W czasie tej ostatniej łączności K4GFG utrzymywał łączność z Kansas City na częstotliwości 50 MHz, wykorzystując E_s przy tym samym azymucie anteny.

Najistotniejszą sprawą w łącznościach FAI-E jest sprawa doboru właściwego azymutu i elewacji anteny. Jak już wyjaśniono w rozdz. 2.3.4, warunkiem odbioru fal odbitych od FAI jest prawie prostopadłe padanie fali na FAI, ułożone wzdłuż linii pola magnetycznego (rys. 2.35a). Dopuszczalne odchylenie od prostopadłości w strefie równikowej wynosi $\pm 1°$, średniej $\pm 2°$, zaś polarnej $\pm 3°$. W przypadku odbić do przodu (ang.: *forward scatter*) jest zasadą, że anteny kieruje się w stronę linii środkowej, prostopadłej do ortodromy, z odchyleniem w kierunku północnym, o pewną wartość kątową α (rys. 2.42b) oraz unosi antenę pod kątem β, tak by przecięcie się wiązek obu anten nastąpiło na FAI położonym na wysokości 105 km w miejscu, w którym spełniony będzie warunek zwierciadlanego odbicia. W przypadku trasy pokazanej na rys. 2.42b o długości 2037 km, rzut położenia FAI na płaszczyznę Ziemi (punkt Q) był odległy od ortodromy o 280 km, [15]. Zmiana położenia tego punktu w granicach od 255 do 340 km powodowała odchylenie od prostopadłości $\Theta = \pm 2°$, z czym wiązało się znaczne osłabienie sygnału. Metoda wyznaczania kąta odchylenia α, a tym samym azymutu oraz elewacji jest bardzo skomplikowana, gdyż należy rozwiązać układ co najmniej czterech równań uwikłanych, do których należy ponadto wprowadzić na ogół mało dokładnie znane kąty inklinacji i deklinacji pola magnetycznego w przewidywanym punkcie odbicia od FAI-E. Korzystając z rys. 2.35 oraz pomocniczej konstrukcji z rys. 2.43a można przy założeniu niezniekształconego pola dipolowego Ziemi, wyznaczyć dla danego położenia stacji we współrzędnych geomagnetycznych φ_F kątową odległość γ rzutu FAI-E dającego odbicie zwierciadlane ($\Theta = 0$) z zależności, [15]:

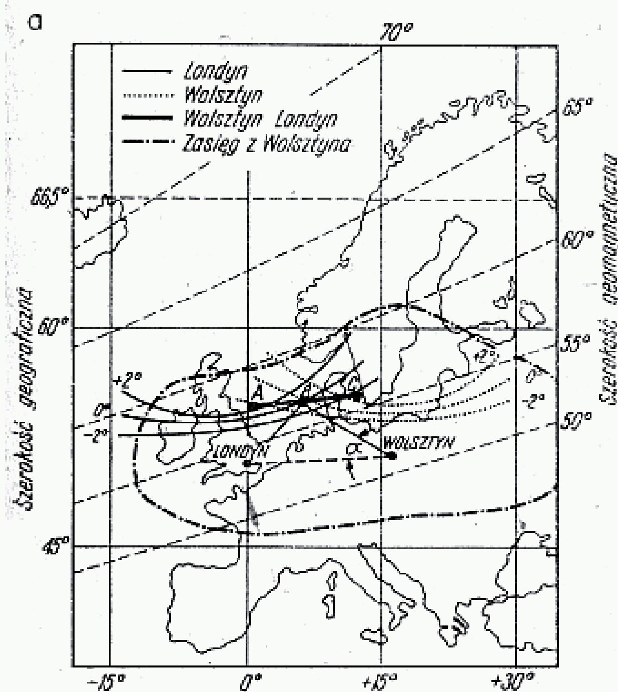
$$\operatorname{tg} I = 2 \operatorname{tg} \varphi_F = \frac{\sin\gamma}{k - \cos\gamma} \tag{2.61}$$

gdzie: I — kąt inklinacji w miejscu FAI,
$k = (h + r_z) r_z = 1{,}0173$,
φ_F — szerokość geograficzna FAI we współrzędnych geomagnetycznych,
γ — odległość kątowa stacji na południe po linii południka geomagnetycznego (rys. 2.35b).

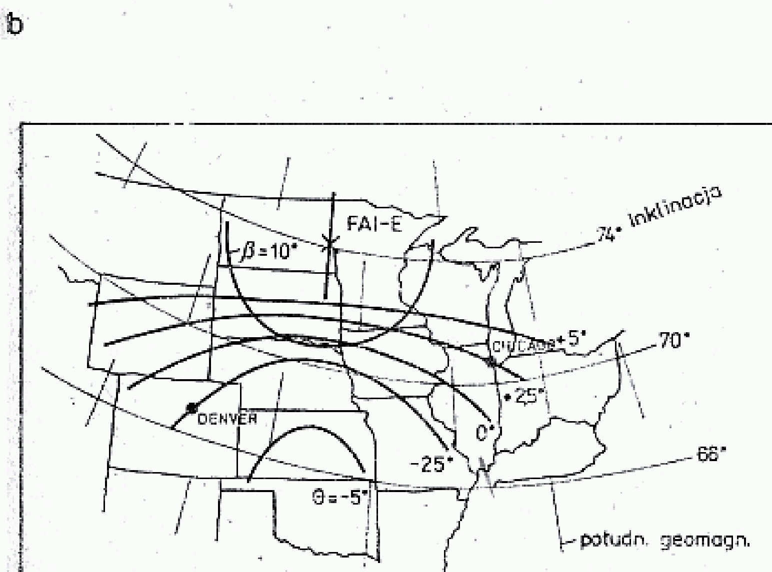




2.43. a — FAI-E w punkcie Q z rzutem q ma szerokość geomagnetyczną φ_F. W punkcie Q inklinacja wynosi I. Prostopadła do linii pola, przechodząca przez Q wskazuje pozycję stacji S. Odległość południkowa stacji S od Q jest γ, zaś β jest kątem elewacji dla stacji S,
b — Zależność inklinacji I, elewacji β i odległości kątowej γ od szerokości geomagnetycznej φ_F.



2.44. a — Kontury: zerowy i $\pm 2°$ dla Wolsztyna i Londynu dają kontur A-B-C będący rzutem miejsc, w których powinno znajdować się FAI-E dla łączności Wolsztyn—Londyn [32],
b — Najkorzystniejsze położenie FAI-E dla łączności między stacjami w Chicago i Denver. To samo FAI-E pozwala na łączności między stacjami na konturze $\Theta = 0$ oraz, przy gorszej słyszalności, między stacjami, na konturach $-2,5°$ i $+2,5°$, a w krańcowym przypadku na konturach $-5°$ i $+5°$. Stacje w pobliżu łuku $\beta = 10°$ muszą mieć uniesione anteny o taki kąt



Rozwiązując założone równania można wykreślić kontury zerowe jak na rys. 2.35b, których punkt środkowy (kąt γ) można określić z wykresu na rys. 2.43b. Jeśli kontury zerowe uzupełniamy konturami $\Theta = \pm 2°$, to otrzymamy taki obraz jak na rys. 2.44. Pokazano tam kontury zerowe i $\pm 2°$ dla Wolsztyna (SP3GZ) i Londynu. Jeśli w miejscu przecięcia się konturów pojawi się FAI-E, to powstają warunki propagacji między tymi miejscowościami. Najsilniejszy sygnał można uzyskać, gdy FAI będzie w punkcie *B*, słabsze w punktach *A* i *C*. Na rysunku 2.44b przyjęto inną metodę. Ustalono położenie FAI-E i narysowano odpowiadające jej kontury: zerowy i skrajne. Wybrane położenie FAI-E nie wyczerpuje wszystkich możliwości dla łączności między Chicago i Denver, można by na wzór rys. 2.44 nanieść kontur położeń FAI-E dla $\Theta = \pm 2{,}5°$, dających szanse łączności.

Jeśli występuje zorza radiowa, to zajmuje ona zazwyczaj rozległy obszar i wtedy szansa wystąpienia FAI w punkcie *B* jest bardzo duża.

Cechą odróżniającą radiowe zorze polarne od zwykłych FAI-E jest to, że ma ona znaczny gradient wskaźnika refrakcji $(\Delta N/N)^2$ i rozległy obszar występowania. Ponieważ zorze towarzyszą najczęściej burzom magnetycznym, występuje przejściowe odchylenie linii pola od stałego kierunku i inklinacja może zmieniać się o $\pm 2°$, co znacznie zwiększa tolerancję położenia miejsca odbicia, tak że umożliwia łączności ze stacjami położonymi na obszarze większym niż przy FAI-E bez potrzeby zmiany położenia anteny. Ponadto zorza w pierwszej fazie (ok. godz. 21), pod wpływem elektrojetu ulega przesunięciu zazwyczaj w kierunku za Słońcem, a więc ze wschodu na zachód. Późno w nocy (czasu miejscowego) tworzy się druga zorza, o innym charakterze i jest ona wywołana głównie wtargnięciem do jonosfery naładowanych cząstek z pasów Van Allena, przez pierścień zorzowy.

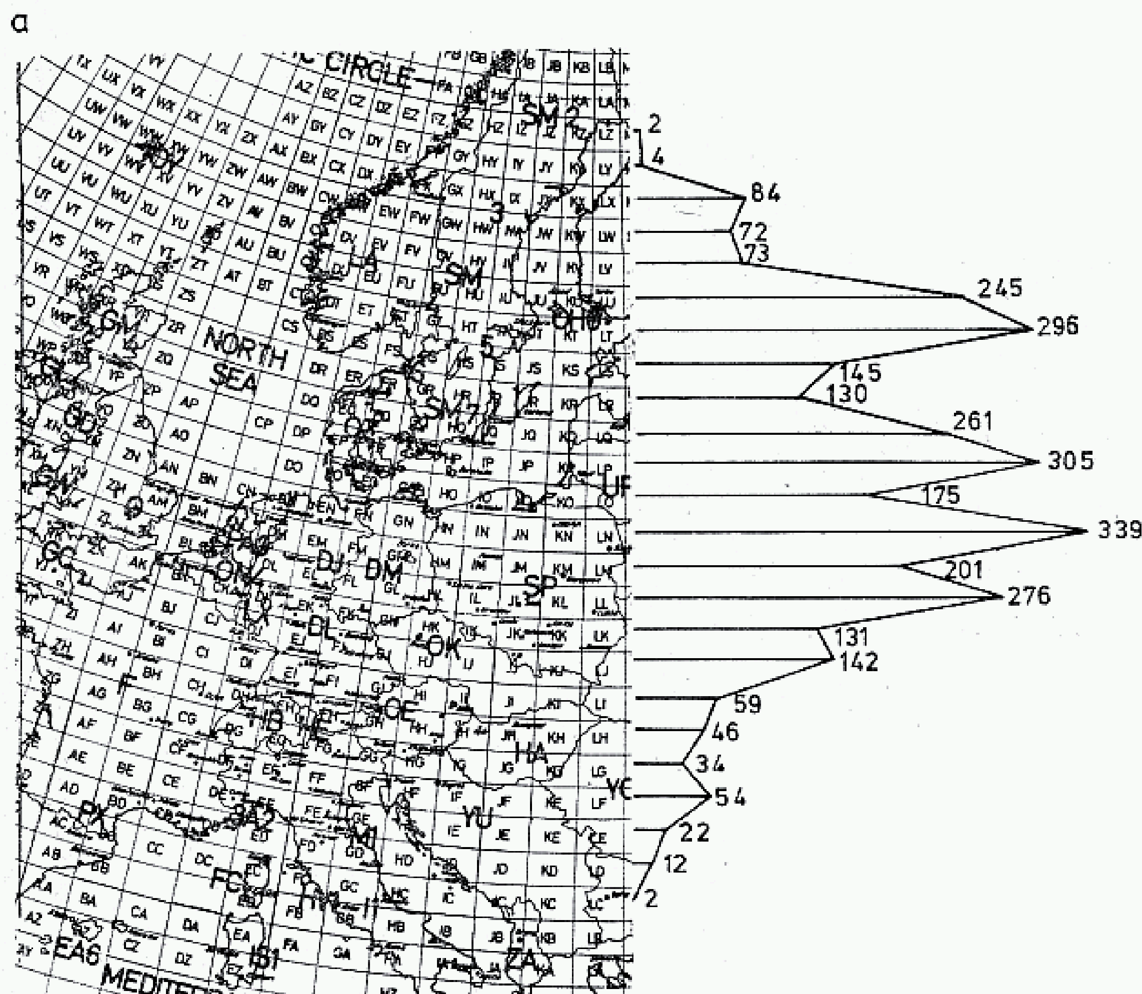
Pora występowania zorzy zależy od szerokości geograficznej stacji. Przegląd doniesień o łącznościach zorzowych w DUBUS wskazuje na to, że stacje położone powyżej 55° szerokości miewają seanse zorzowe trwające do 13 godzin. Zorze występują najczęściej w godzinach 13÷18 i 21÷02 UT, lecz wiele łączności uzyskano o godz. 10 UT i 04÷05 UT. W okolicy godziny 19÷20 UT występuje najczęściej przerwa, gdyż dzienna zorza już się kończy, a nocna dopiero powstaje. Znakomita większość łączności przeprowadzana jest w pasmie 144 MHz, choć obecnie już wiele stacji zaliczyło łączności w pasmie 432 MHz, SP5JC (KO02MD) z SM5DT w (JRS7) i UA3LBO z (KO64AR) z SM3AKW (JT82WR) na odległość 1198 km. W pasmie tym często występują znaczniejsze przesunięcia dopplerowskie, dochodzące do 2 kHz. Większość łączności w obu pasmach przeprowadza się przy azymucie anteny 300° przez 0° do 30°, lecz są liczne doniesienia o kierowaniu anten pod kątem 250° i 60°.

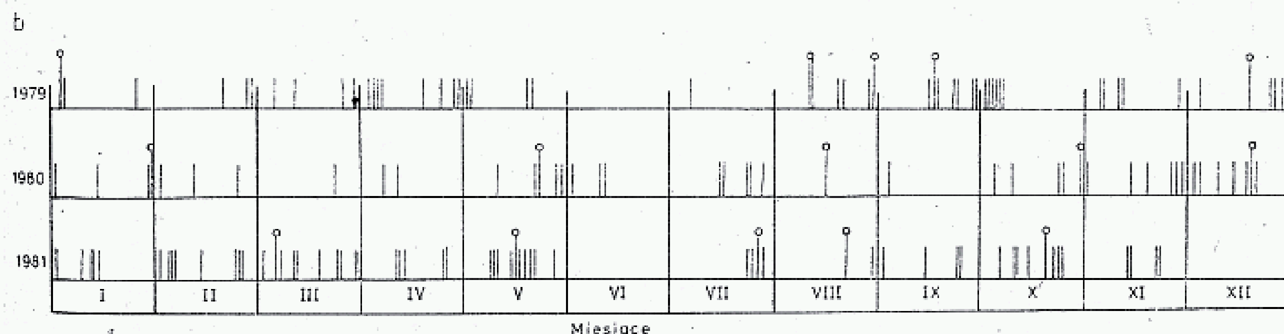
Na rysunku 2.45a pokazano liczbę doniesień w DUBUS o łącznościach zorzowych w zależności od szerokości geograficznej za okres 1 roku, a na rys. 2.45b daty występowania zorzy w latach 1979—81. Liniami dłuższymi zaznaczono zorze położone bardziej na południu. Towarzyszy im znacznie więcej doniesień o maksimum na szerokości 53°. Liczne słabe zorze, dostępne tylko na północy, dają maksimum doniesień na szerokości 59°. Ze względu na silne migotanie sygnału w rapor-

tach zamiast tonu *T* podaje się literę *A* od Aurora. Rekordy odległości w łączności zorzowej podano w tablicy 1.2.3.

Prognozowanie warunków zorzowych: duża plama na Słońcu na południku centralnym, silne zaniki w całym pasmie KF, wzrost poziomu szumów w pasmach KF i UKF.

W Europie zachodniej działały sieci telefonicznego i radiowego alertu zorzowego. W Polsce wykorzystuje się do tego celu sieć UKF-FM.





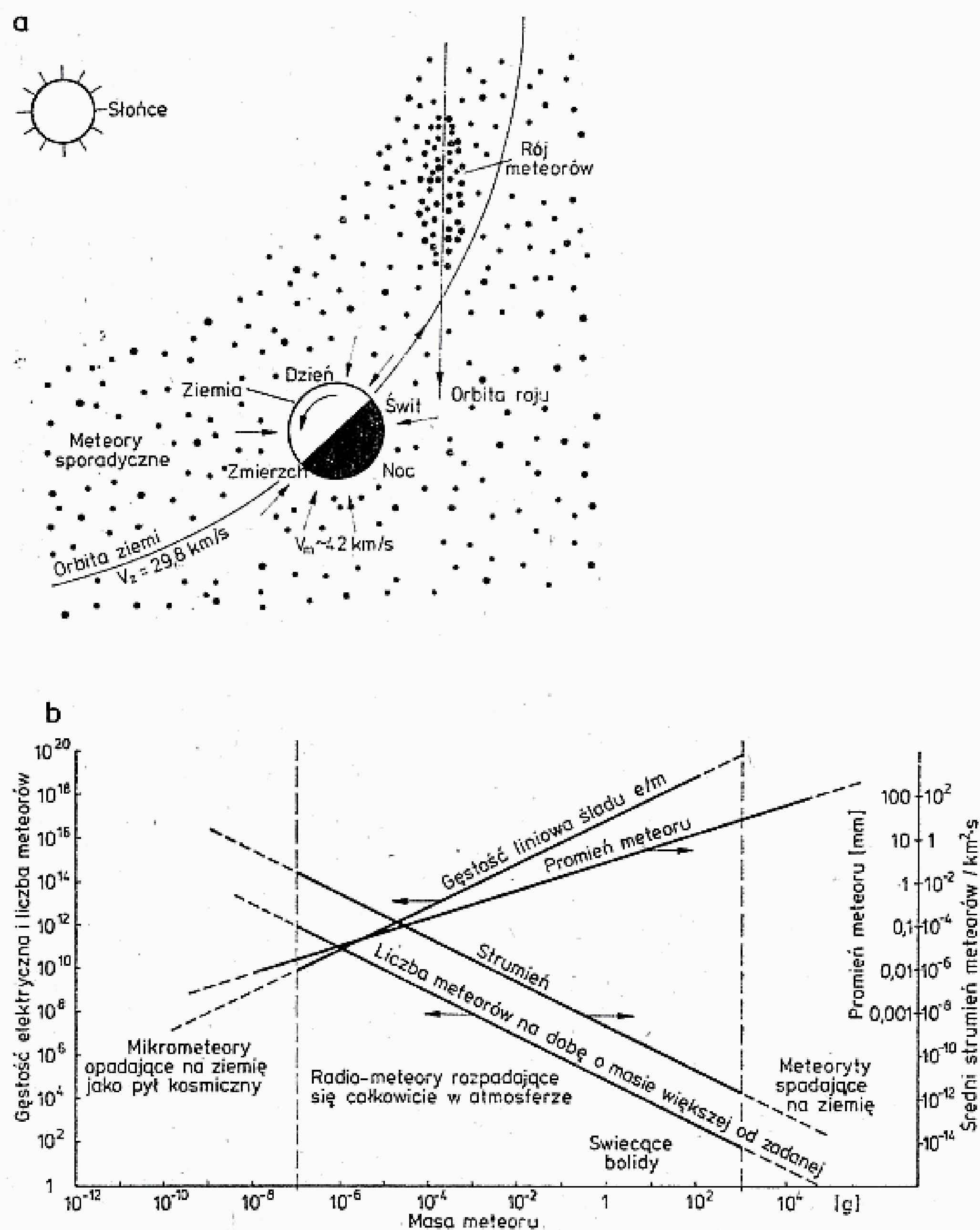
2.45 a — Liczby doniesień o łącznościach zorzowych podanych w DUBUS 1/1981 i 4/1981 w rozbiciu na szerokości geograficzne określone literami *A—Z* wg QTH lokatora
b — Daty zorzy polarnych wg doniesień w DUBUS z lat 1978 — 81. Liniami dłuższymi zaznaczono daty zorzy o szczególnie dużej liczbie doniesień, np.: 80 12 19, 81 03 06, 81 07 25, 81 10 22

2.3.8 Łączności meteorowe MS

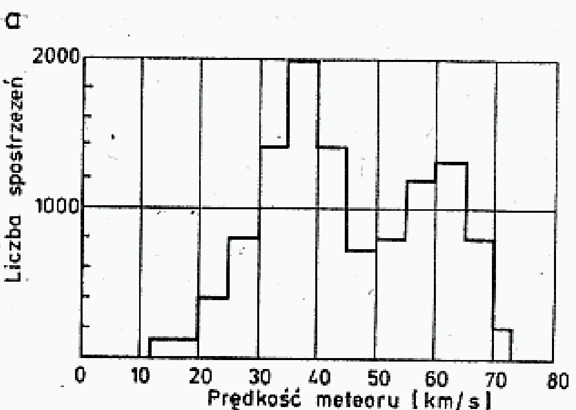
Łączności meteorowe (ang.: *Meteor Scatter* — MS) polegają na wykorzystywaniu zjonizowanych kolumn, powstających w czasie przelotu meteoru w troposferze ziemskiej, do odbijania fal radiowych. Czas życia śladu jest krótki, przeważnie poniżej 1 sekundy, i dlatego łączności MS wymagają specjalnej techniki i doskonałych umiejętności operatorskich. Duża częstotliwość występowania tych krótkich sygnałów pozwala na organizowanie nawet stałej, profesjonalnej linii łączności w pasmach UKF.

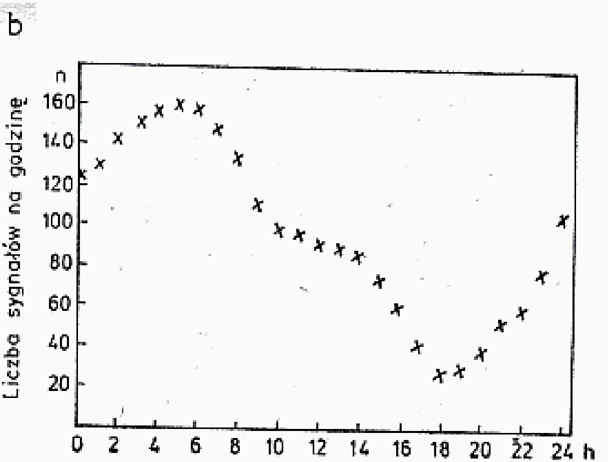
2.3.8.1 Meteory sporadyczne

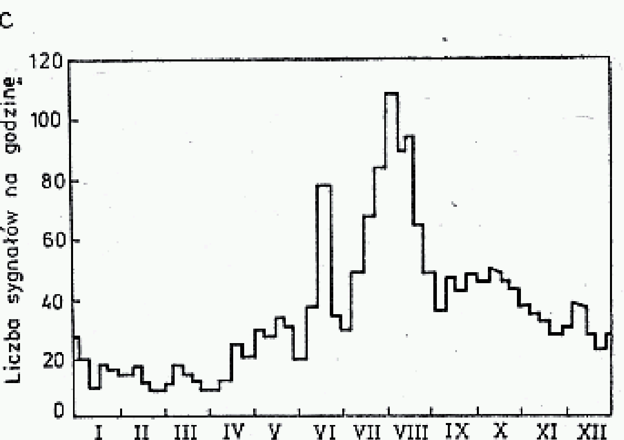
Ziemia jest stale bombardowana przez meteory rozproszone w przestrzeni międzyplanetarnej (rys. 2.46). Meteory poruszają się chaotycznie po różnych orbitach eliptycznych wokół Słońca z prędkościami wynoszącymi około 41 km/s. Część

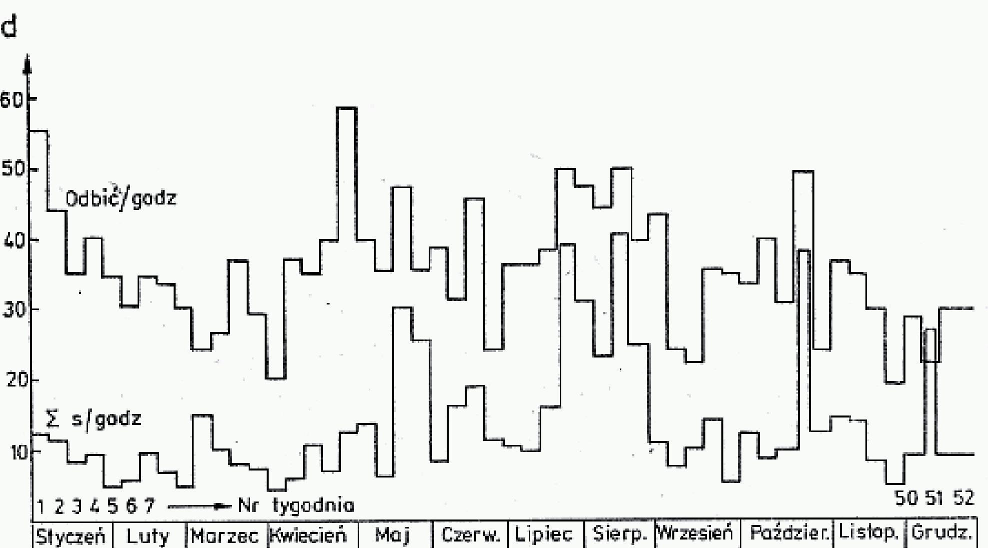


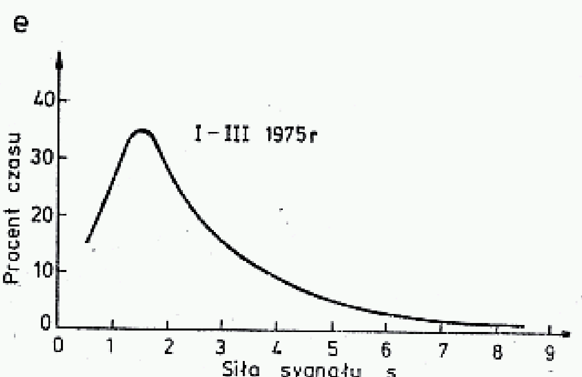
2.46 a — Meteory sporadyczne, roje meteorów i orbita Ziemi, b — Zależność parametrów meteoru od jego masy

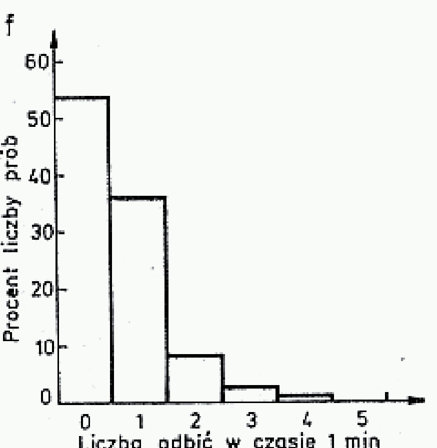












2.47. Występowanie meteorów sporadycznych:

a — histogram liczby meteorów w poszczególnych przedziałach prędkości [SM6CEN-QTC 11/79], b — średnioroczna liczba sygnałów w zależności od pory doby, c — histogram zmian średniej tygodniowej liczby sygnałów na godzinę na trasie 860 km w Kanadzie w 1955 r. [33,] d — średnia tygodniowa liczby odbić na godzinę i sumy czasu trwania odbić w ciągu 1975 r., e — procentowy rozkład siły sygnału S, f — procentowy rozkład liczby odbić w czasie 1 minutowych prób

z nich jednak tworzy zgrupowanie poruszające się we wspólnym kierunku z taką samą prędkością — są to tzw. roje meteorów.

Ziemia porusza się wokół Słońca z prędkością 29,8 km/s, skutkiem tego od strony świtu meteory wpadają z prędkością składową dochodzącą do 72 km/s, zaś od strony zmierzchu z różnicą prędkości, a więc około 12 km/s (rys. 2.47a). Powoduje to dobowe zmiany ilości meteorów (rys. 2.57b). Ze względu na pochylenie bieguna ziemskiego w stosunku do orbity, częstość pojawiania się meteorów na półkuli północnej jest większa jesienią niż wiosną (rys. 2.47c).

Systematyczne obserwacje prowadzone w 1975 r. przez GW3NJW i DL7QY wykazały, że średniotygodniowa liczba odbić na godzinę wynosi 22 do 58, osiągając w niektórych dniach do 78 odbić na godzinę (rys. 2.47d), zaś suma czasu poszczególnych odbić zliczana w ciągu godziny (średnia tygodniowa) wynosi 4,5 s do 40,4 s na godzinę nasłuchu, uzyskując w niektórych dniach wartość nawet 138 s/h, tj ponad 2 minuty.

2.3.8.2 Wielkości meteorów

Na Ziemię spadają meteory o bardzo różnych wymiarach i masie. Te największe o masie kilku ton docierają do powierzchni Ziemi jako meteoryty, czemu towarzyszy okazałe zjawisko świetlne i akustyczne. Mniejsze, o masie kilkuset gramów, spadając rozgrzewają się silnie, topią, parują i pozostawiają za sobą świetlną smugę (bolidy). Jeszcze mniejsze, o masie poniżej miligramów całkowicie wyparowują i zostawiają ślad zbyt słaby do wizualnej obserwacji, lecz możliwy do wykrycia radarem. Meteory o masie poniżej 0,1 μg opadają jako pył unoszony przez wiatry w jonosferze. Łącznie w ciągu doby spada około 9 ton meteorów i 100 ton mikrometeorów, w tym ilościowo najwięcej tych najdrobniejszych (tabl. 2.3.4).

Tablica 2.3.4

Charakterystyki meteorów sporadycznych

Gęstość liniowa śladu [e/m]	Ilość o tej lub większej masie na dobę	Średni strumień [$m^{-2}s^{-1}$]	Średni czas między meteorami	Maksym. współcz. odbicia	Czas odb. przy 30 MHz [s]	Uwagi
10^{17}	10^{5}	10^{-15}	16 h	4,2	60	bolid
10^{16}	10^{6}	10^{-14}	100 m	2,4	25	0^{m} wielk.
10^{15}	10^{7}	10^{-13}	10 m	1,3	2,5	gwiazd
10^{14}	10^{8}	10^{-12}	60 s	0,5	0,5	-5^{m}
10^{13}	10^{9}	10^{-11}	6 s	0,1	0,5	
10^{12}	10^{10}	10^{-10}	0,6 s	10^{-2}	0,5	-10^{m}
10^{11}	10^{11}	10^{-9}	0,06 s	10^{-3}	0,5	
10^{10}	10^{12}	10^{-8}	0,006 s	10^{-4}	0,5	-15^{m}
10^{9}	10^{13}	10^{-7}	—	10^{-5}	0,5	
$< 10^{9}$	10^{14} do 10^{20}	Mikrometeory poza zasięgiem radiowym unoszone wiatrem w jonosferze unoszone ciśnieniem światła słonecznego				

2.3.8.3 Roje meteorów

Słońce okrążają roje meteorów, będące prawdopodobnie pozostałością po kometach. Ich orbity okresowe przecinają się z orbitą Ziemi, wywołując deszcze meteorów.

Nazwy rojów pochodzą od położenia radiantu wśród gwiazdozbiorów. W tablicy 2.3.5 zestawiono charakterystyki najpopularniejszych rojów meteorowych, zaś w tablicy 2.3.6 parametry mniejszych rojów.

Tablica 2.3.5

Roje meteorowe (czasy w godzinach UT)

Lp.	Nazwa, okres	Radiant: Rektascensja h m	Radiant: dekli. o	Okres występowania, data maks.	Pora występowania	Liczba ech na godzinę	Prędkość [km/h]	Korzystne kierunki i czasy: SW-NE	E-W	SW-NW	N-S
1	Quadrantydy 1—4 Sty	15 20	+48	9h 3Sty	00-24	100	41	01-15	23-03 11-16	23-05	00-06 09-15
2	Lyridy 20—24 Kw	18 06	+34	2d 21Kw	19-13	15	48	23-02 06-09	02-04	04-08 20-23	05-10 20-02
3	Eta Akwarydy 4—27 Maj	22 32	−01	5d 5Maj	01-14	20	64	02-07	04-09	06-10	02-05 08-11
4	Piscidy 8 Maj	00 48	+19	7d 8Maj	02-20	30	—	07-10	09-13	12-15	04-09 14-17
5	Nu Piscidy 12 Maj	01 04	+27	3d 12Maj	00-19	20	—	06-09	08-12	11-14	03-07 13-17
6	Arietydy dz. 29 Maj — 18 Czer	02 56	+23	8d 7Cze	02-18	60	39	05-09 12-14	07-11	09-14	03-07 11-14
7	Perseidy 1—16 Cze	04 08	+23	8d	03-19	40	29	05-10 13-15	08-12	04-05 10-14	04-08 12-15
8	Lyridy 16 Czer	18 00	+34	2d	19-13	10	—	23-02 06-09	02-04	03-08 20-23	05-10 20-02
9	Delta Akwar. 4 Lip — 13 Sie	22 28 21 52	−05 −18	2d 29Lip	20-08	15	42 33	21-02	22-03	01-05	03-06 21-24
10	Perseidy 5—14 Sie	02 44	+57	4d 12Sie	00-24	60	60	06-13	09-14 19-00	18-02	07-12 21-02
11	Drakonidy 9 Paź	17 36	+54	1d 9Paź	00-24	10	23	17-23	07-10	05-13	08-13
12	Orionidy 11—27 Paź.	06 12	+16	2d 21Paź	21-12	20	66	23-03	01-06	03-08	05-09
13	Taurydy poł. 15 Wrz — 15 Gru.	03 24	+14	20d 9Lis	17-08	10	30	19-23	21-02	23-04	01-05
14	Leonidy 15—18 Lis.	10 12	+22	3h 17Lis	22-14	10	72	01-05	04-07	05-10	23-04
15	Geminidy 9—14 Gru	07 32	+33	3d 12Gru	17-11	60	36	04-07	23-03	05-05	03-07
16	Ursidy 22 Gru	15 32	+83	12h	00-24	15	34	07-19	—	18-06	—

Skróty miesięcy: Sty, Lu, Mar, Kw, Maj, Cze, Lip, Sie, Wrz, Paź, Lis, Gru.

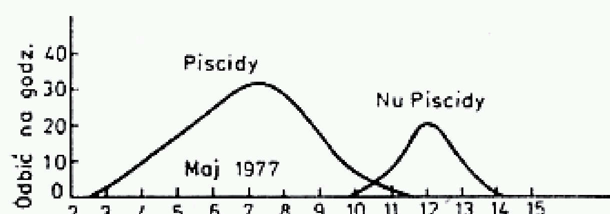
Małe roje meteorowe

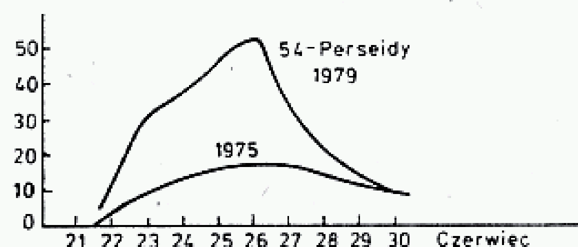
Lp.	Nazwa roju	Szczyt aktywn.	Okres występowania	Radiant stopnia		Średnia liczba ech/h
1	Kappa Cygnis	Sty 17	14—20 Sty	295	+53	10
2	Gamma Leonids	Lu 05	03—06 Lu	152	+20	6
3	Alpha Aurigids	Lu 7—8	15 Sty — 20 Lu	74	+43	12
4	Alfa-Beta Perseids	Lu 27—28	23 Lu — 12 Mar	47	+45	7
5	Zeta Bootids	Mar 11	10—12 Mar	218	+12	10
6	Ursae Majorids	Kw 1—2	—	160	+55	20 (?)
7	Piscids	Maj 7	3—10 Maj	26	+25	30
8	Nu Piscids	Maj 12	11—14 Maj	16	+27	20
9	Omikron Cetids	Maj 18	13—23 Maj	30	−03	15
10	54 Persids	Czer 26	22—26 Cze	68	+34	30
11	Beta Taurids	Cze 29	25 Cze — 7 Lip	85	+17	24
12	Alfa Orionids	Lip 12	9—15 Lip	87	+12	50
13	Nu Geminids	Lip 12	9—12 Lip	98	+21	60
14	Lambda Geminids	Lip 12	9—12 Lip	110	+15	30
15	Alfa Cygnis	Lip 13	13—14 Lip	314	+47	10—20
16	Theta Aurigids	Lip 25	20—31 Lip	86	+38	20
17	Alfa-Beta Persids	Sie 3	25 Lip — 7 Sie	48	+43	7
18	Delta Cassiopeids	Sie 10	7—12 Sie	18	+63	15
19	Kappa Cygnis	Sie 20	17—24 Sie	290	+55	8
20	Omikron Draconids	Sie 22	21—25 Sie	291	+60	8
21	Gamma Pegasids	Sie 22	21—25 Sie	5	+17	8—13
22	Gamma Piscids	Wrz 04	28 Sie — 16 Paź	350	−3	7
23	Epsilon Aurigids		12—22 Wrz	73	+41	15
24	Beta Cassiopeids		7—15 Wrz	358	+60	10
25	Epsilon Perseids	Wrz 7	1—15 Wrz	62	+37	10
26	15 Orionids	Wrz 15	13—22 Wrz	75	+15	7
27	Mu Persids	Wrz 22	—	63	+47	6
28	Chi Cepheids	Paź 06	4—20 Paź	310	+77	7
29	50 Cassiopeids	Paź 13	11—15 Paź	29	+72	20
30	30 Lyneids	Paź 16—18	15—20 Paź	124	+54	10
31	Epsilon Arietids	Paź 14	12—23 Paź	40	+20	12
32	Pegasids	Paź 19—20	18—22 Paź	349	+27	18
33	Cygnis/Lyrids	Paź 26	15—30 Paź	280	+40	8
34	Aurigids	Lis 02	Paź — 18 Lis	90	+40	10
35	Beta Arietids	Paź 19	8 Paź — 30 Lis	22	+22	9
36	Cepheids	Lis 09	7—11 Lis	352	+63	8
37	Beta Taurids	Lis 13	7—17 Lis	77	+32	7
38	Mu Ursae Majorids		26—28 Lis	157	+42	10
39	Zeta Taurids	Gru 10	07—19 Gru	83	+22	10

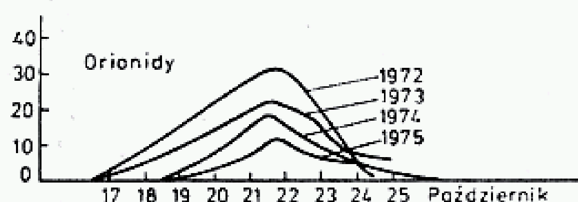
Katalogi rojów meteorowych rejestrują ich kilkaset. Ze względu na różnicę długości roku słonecznego i gwiazdowego, maksimum roju powinno co roku występować około 6 godzin później. Niektóre roje mają ostro zarysowane maksimum, inne są rozciągnięte w czasie (rys. 2.48).

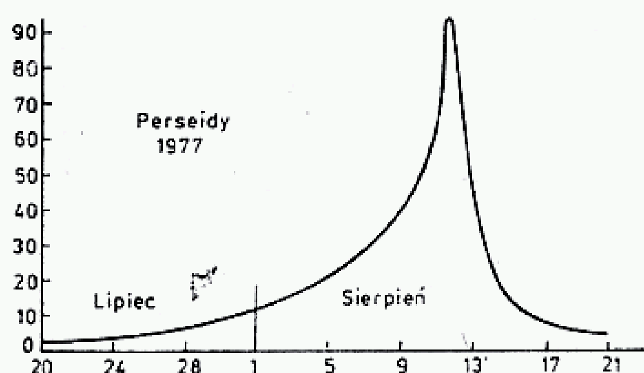
Na przykład Taurydy występujące we wrześniu-grudniu mają rój rozciągnięty na 1/5 długości ich orbity.

Różne okresy i płaszczyzny orbit rojów i Ziemi powodują, że warunki spotkań w poszczególnych latach różnią się i intensywność roju ulega zmianie, na przykład liczba odbić na godzinę w Orionidach spadła, a w 54 Perseidach wzrosła. W godzinach szczytowych roju liczba odbić może dochodzić do 400, a nawet do 1000 na godzinę. Sądzi się, że bardzo liczne roje mikrometeorów są odpowiedzialne za pojawianie się zakłóceń FAI-F, FAI-E oraz łączności typu E_s.









2.48. Charakterystyki niektórych rojów

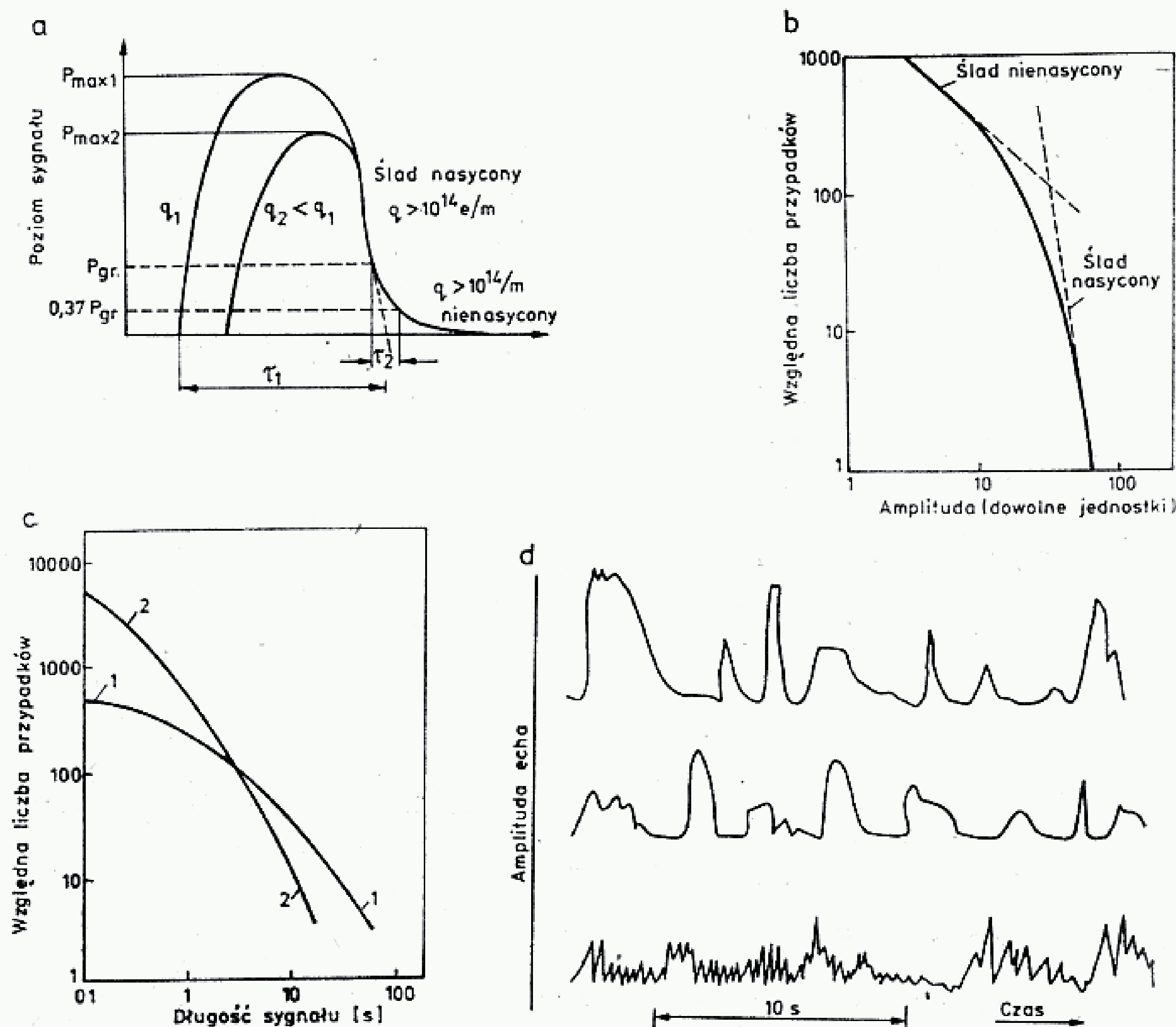
2.3.8.4 Powstawanie odbić

Meteor wpadając w atmosferę Ziemi rozgrzewa się, topi, paruje rozgrzewając jednocześnie otaczający gaz. Proces zaczyna się na wysokości około 120 km, gdzie meteor przelatujący z prędkością kosmiczną zaczyna wytwarzać ślad zjonizowany, który szybko przekształca się w FAI-E.

W niższych warstwach meteor trafiając na gęstsze gazy ulega silnemu przyhamowaniu i całkowicie wyparowuje. Tylko największe docierają do powierzchni Ziemi z niewielkimi już szybkościami kilku km/s. Meteory dzielą się na żelazne (90% Fe, 9% Ni), żelazno-kamienne (50% Fe, 21% O, 14% Mn, 10% Si) i kamienne (25% Fe, 36% O, 14% Mn, 18% Si).

Gorące pary materii meteorowej i otaczające gazy atmosfery ulegają termojonizacji. Wzdłuż toru meteoru tworzy się ślad — zjonizowana kolumna o średnicy początkowo kilku cm i długości do kilkudziesięciu kilometrów. Stopień zjonizowania zależy od masy, rodzaju, prędkości poruszania się meteoru i określa się go liczbą q elektronów na metr długości śladu (tabl. 2.3.3). Jeśli wynosi ona $q \geqslant 10^{14}$ e/m, to ślad jest nasycony, gdy $q < 10^{14}$ e/m, to ślad nie jest nasycony.

W wyniku dyfuzji średnica zjonizowanej kolumny rośnie. Przy jej pewnej wartości (około metra) zależnej od częstotliwości, zdolność odbijania fal radiowych jest największa, gdyż powierzchnia odbicia jest duża, a gęstość elektronowa nie spadła poniżej krytycznej. Od tego momentu poziom sygnału odbitego maleje, gdyż maleje gęstość elektronowa. Większe częstotliwości wymagają większej gęstości



2.49. Właściwości śladów nasyconych i nienasyconych

a — poziom sygnału odbitego w czasie rozpływania się śladu, b — względna liczba meteorów dająca sygnały o określonej amplitudzie, c — względna liczba przypadków czasu trwania sygnału odbitego, d — charakter echa pochodzącego od śladów meteorowych

elektronowej, stąd też więcej jest meteorów dających odbicia na 50 MHz niż na 144 MHz, a na 432 MHz są to przypadki bardzo rzadkie.

Na rysunku 2.49a pokazano zależność poziomu odbitego sygnału od śladu początku silniej (q_1) i słabiej (q_2) nasyconego, przechodzącego w ślad nienasycony, zaś na rys. 2.49b względną liczbę meteorów dających ślad nasycony i nienasycony oraz poziomy sygnałów.

Jako czas trwania odbicia sygnału można przyjąć dwa kryteria:

1 — gdy poziom sygnału spadnie do wartości 1/e, czyli około 37%, lub

2 — gdy poziom sygnału znajdzie się poniżej czułości progowej odbiornika (rys. 2.49c).

2.3.8.5 Poziom sygnału odbitego

Przy odbiciu fal radiowych od zjonizowanych kolumn występują dwa przypadki: odbicie rekursyjne od śladów nasyconych i wtedy obowiązuje zasada odbicia zwierciadlanego opisane w rozdziale 2.3.4 oraz odbicie (rozproszenie) dyfuzyjne od śladu nienasyconego. W tym drugim przypadku fala wnika w kolumnę i ulega rozproszeniu na poszczególnych elektronach. W literaturze podane są wzory opisujące proces odbicia [15, 33].

Dla kolumny nasyconej (rys. 2.50), tj. gdy $q \geqslant 10^{14}$ e/m, moc P_R w miejscu odbioru określana jest zależnością:

$$P_{R1} = C_1 P_T \frac{\sqrt{q}}{f^3} R \tag{2.62a}$$

zaś dla nienasyconej

$$P_{R2} = C_2 P_T \frac{q^2}{f^3} R \tag{2.62b}$$

gdzie: R — wskaźnik położenia przestrzennego kolumny,
C_1, C_2 — stałe obliczeniowe,
P_T — moc nadana,
f — częstotliwość.

Wskaźnik położenia kolumny jest związany z odległością kolumny od nadajnika (r_T) i odbiornika (r_R) oraz kątami następującą zależnością:

$$R = \frac{1}{r_T r_R (r_T + r_R)} \cdot \frac{\sin^2\alpha}{1 - \cos^2\varkappa \sin^2\phi} \tag{2.63}$$

gdzie: α — kąt wektora polaryzacji fali padającej (wektor elektryczny) z kierunkiem promienia odbitego $Q-R$,
$\varkappa$ — kąt między płaszczyzną odbicia TQR i osią kolumny,
2ϕ — kąt TQR między falą padającą i odbitą.

Czas trwania sygnału wynosi (rys. 2.49a) odpowiednio:

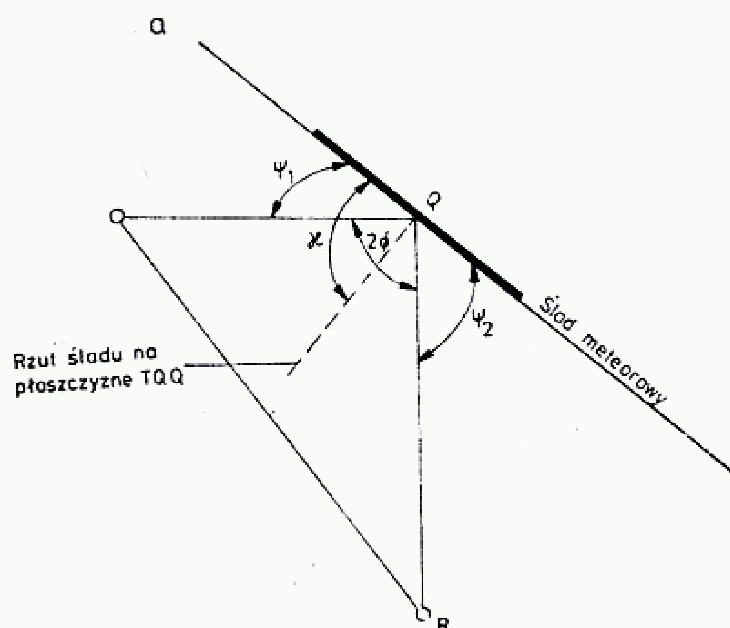
$$\tau_1 = C_1' \frac{q}{f^2 D \sin^2\phi} \tag{2.64a}$$

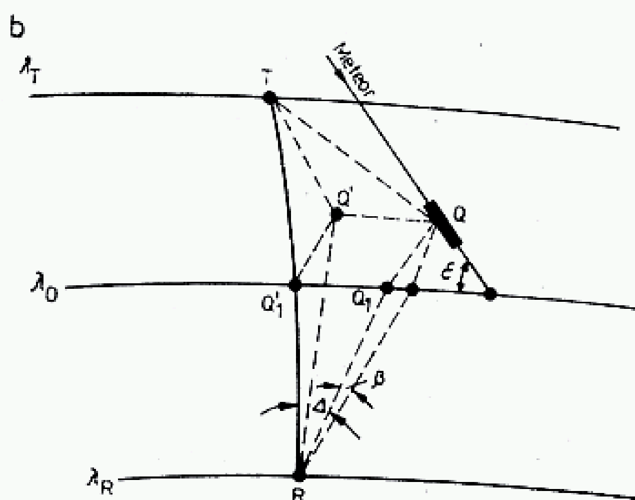
$$\tau_2 = C_2' \frac{1}{f^2 D \sin^2\phi} \tag{2.64b}$$

gdzie: C_1' i C_2' — stałe obliczeniowe,
D — stała dyfuzji wynosząca 1 do 10 m^2/s.

Wynika z tego, że w śladzie nasyconym amplituda sygnału odbitego jest proporcjonalna do $\sqrt{q}$, w nienasyconym do q^2 oraz, że w obu przypadkach poziom sygnału szybko maleje ze wzrostem częstotliwości (f^3), co oznacza, że na częstotliwości 432 MHz sygnał jest 27 razy słabszy niż na częstotliwości 144 MHz (−14,3 dB). Czas trwania odbicia w sygnale nasyconym jest proporcjonalny do gęstości q, w nienasyconym od tej gęstości nie zależy, jeśli liczyć spadek poziomu sygnału do 1/e (krzywa *1* na rys. 2.49c) i zależy, jeśli przyjąć kryterium czułości progowej odbiornika (krzywa *2*). Czas trwania odbicia przy 432 MHz jest 9 razy mniejszy niż przy 144 MHz. Mimo to udało się już przeprowadzić kilka łączności MS w pasmie 432 MHz [DL7QY-EI2YRL, Dubus 3/84].

Zdaniem niektórych autorów [15] przy śladzie nienasyconym lepsze wyniki uzyskuje się, gdy jest on wykorzystywany nie jako kolumna z odbiciem zwierciadlanym (pozycja Q na rys. 250b), lecz jako swojego rodzaju falowód rozpraszający





2.50 a — Ślad w miejscu Q, znajdującym się pod kątem $\varkappa \approx 90°$ w stosunku do płaszczyzny TQR, b — Stacje T i R położone na dwóch długościach geograficznych uzyskują najlepsze odbicia od kolumny w miejscu Q, położonej na szerokości λ_0 i odchylonej od ortodromy o kąt azymutalny Δ i zależny od kąta nadejścia i długości trasy TR

tym więcej sygnału, im większa jest objętość jego napromieniowana przez nadajnik, a więc wtedy, gdy kolumna jest równoległa do ortodromy w pozycji Q'.

Należy dodać, że opisy te dotyczyły śladów o długości nie przekraczającej pierwszej strefy Fresnela. Gdy ślad wydłuża się, odbicia od jego dalszych części przychodzą w przeciwfazie i powodują pojawienie się zaników. Także wiatry jonosferyczne, osiągające prędkość do 100 m/s, powodują ugięcie śladu i zakłócenia w fazach sygnału odbitego w różnych częściach śladu. W efekcie sygnał ma często obraz jak na rys. 2.49d.

2.3.8.6 Optymalne kierunki anten

Warunek zwierciadlanego odbicia ($\varkappa = 90°$) i jak najkrótszej trasy ($r_T + r_R$) oraz dużego kąta TQR określają optymalne położenie miejsca odbicia Q (rys. 2.50b) w zależności od kąta nadejścia meteoru ε i odległości stacji TR, przy założeniu odbicia na wysokości 90 do 100 km. Zakładając, że położenie optymalne punktu Q daje 100% szansy, to zmiana tego położenia wzdłuż osi TR wpływa w małym stopniu, zaś w kierunku poprzecznym w stosunku do trasy wpływa w dużym stopniu na spadek poziomu sygnału (rys. 2.51a). Podobna analiza jednoczesnej słyszalności przez dwie stacje odbiorcze R i R' sygnałów od tego samego śladu wykazały dużą tolerancję w kierunku osi TR i bardzo silny spadek w kierunku poprzecznym (rys. 2.51b), Wielkość odchylenia Δ (rys. 2.50b) zależy od odległości korespondentów i kąta ε. Najkorzystniejsza sytuacja występuje, gdy $\varepsilon \approx 45°$ i wtedy odchylenie od ortodromy w zależności od długości trasy odczytujemy z rysunku 2.51c.

Aby trafić anteną na kolumnę na wysokości 90 km nad Ziemią, poza odchyleniem o kąt Δ należy antenę unieść o kąt β, opisany wzorem [PE1A VU, Dubus 1/78]:

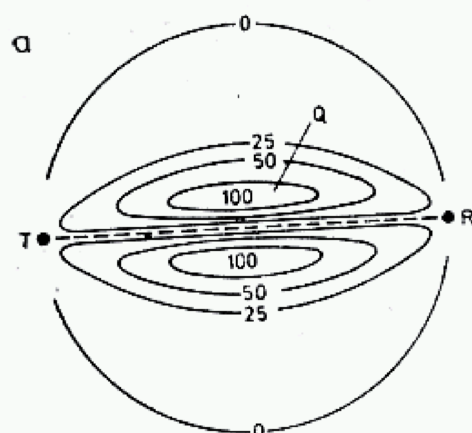
$$\beta = \operatorname{arctg} \frac{2h}{TR} - (0{,}001\ TR)^2 \tag{2.65}$$

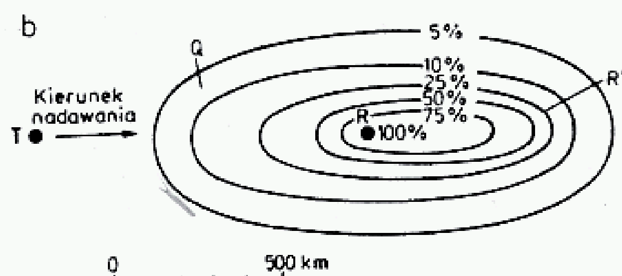
gdzie: h — wysokość odbicia [km],
TR — odległość między stacjami [km],
β — kąt elewacji anteny [stopnie].

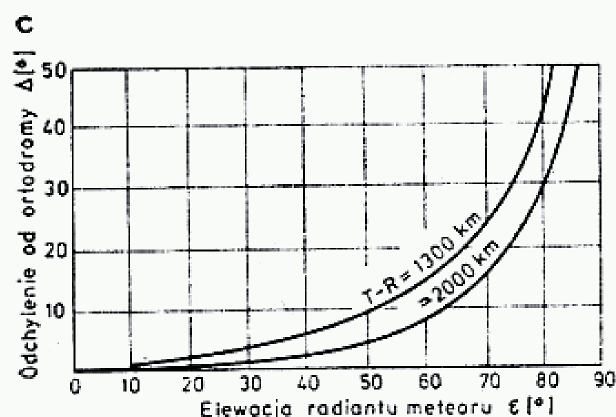
Można także skorzystać z wykresu na rys. 2.51d.

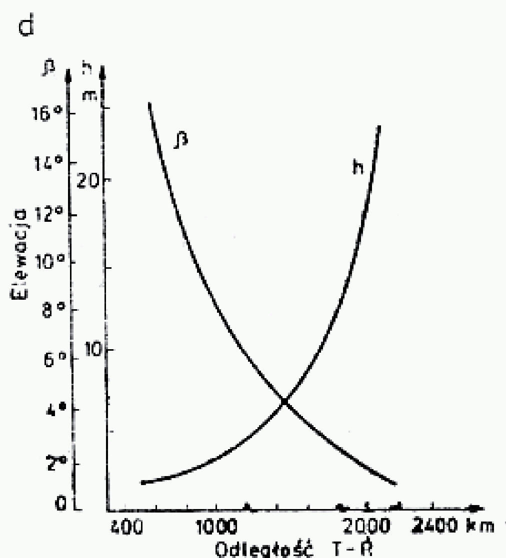
Przy stosowaniu anten typu Yagi, promień bezpośredni i odbity od Ziemi sumują się w odległym punkcie. Wypadkowy promień jest więc uniesiony o kąt β, zależny od wysokości anteny nad Ziemią. Na rysunku 2.51d podano zalecaną wysokość anteny poziomej nad Ziemią dla optymalizacji łączności w zależności od odległości TR.

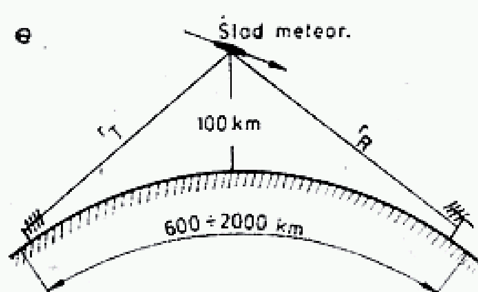
Ostatnią sprawą wymagającą wyjaśnienia jest kierunek odchylenia od ortodromy. Na rysunku 2.52a pokazano trzy różne stanowiska odbiorcze R_1, R_2 i R_3, które przy tym samym kącie deklinacji δ radiantu roju mają różne kąty nadejścia ε, pokazane na rys. 2.52c. Kąt ten zależy ponadto, dla określonego roju, od kąta rektascensji α i położenia południka zerowego, czyli godziny czasu słonecznego. Sposób obliczeń podano w następnym punkcie, natomiast w przypadku meteorów sporadycznych stosuje się zasadę [15]:

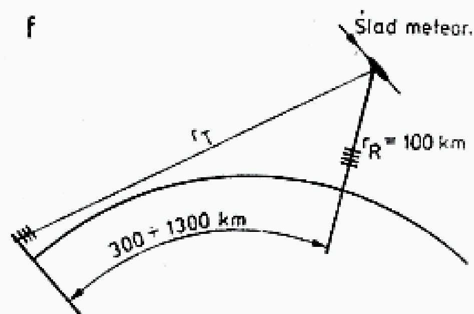












2.51. Wpływ położenia stacji i miejsca odbicia na względne, procentowe prawdopodobieństwo łączności:

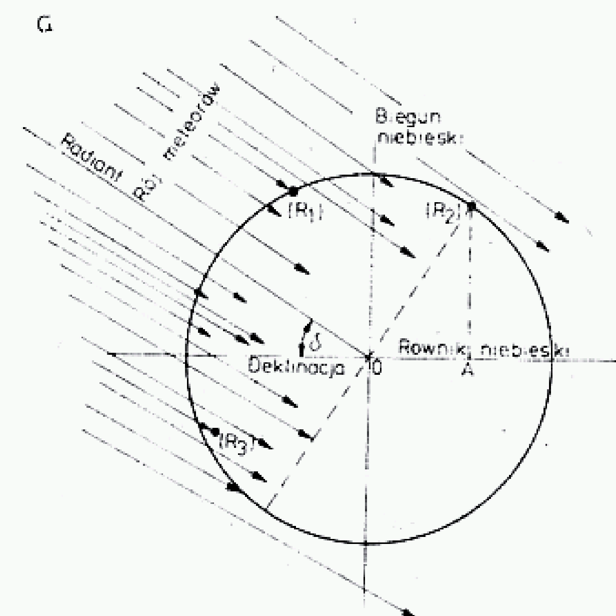
a — związane ze zmianą położenia punktu odbicia Q przy stałym miejscu odbioru, b — związane ze zmianą położenia miejsca odbioru przy stałym położeniu Q, c — odchylenie od ortodromy w zależności od nachylenia toru meteoru, d — kąt elewacji β oraz wysokości zawieszenia anteny poziomej typu Yaga w zależności od odległości stacji, e — przy krótkich trasach umieszczenie jednej anteny pionowo daje zysk do 8,3 dB, gdyż suma r_T+r_R jest mniejsza

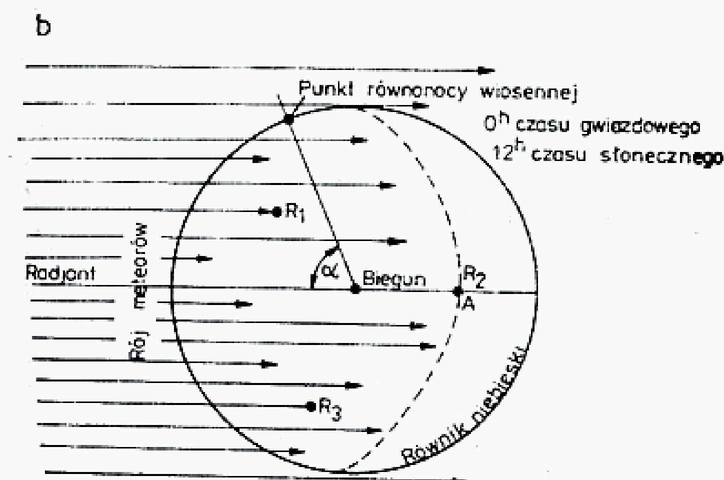
Trasa	*Odchylenie*
Wschód-zachód (E-W)	rano na północ (N)
	wieczorem na południe (S)
Południe-północ (S-N)	w nocy na zachód (W)
	w dzień na wschód (E)

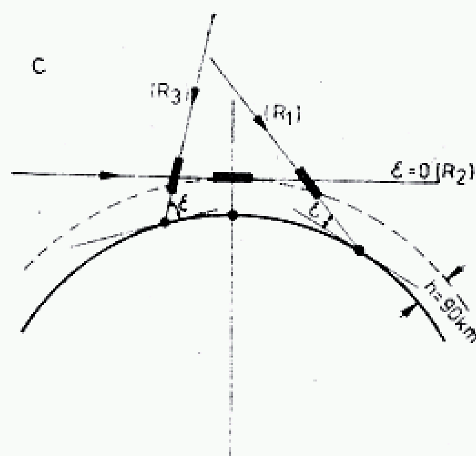
Przy małych odległościach, do 1000 km, LA8AK proponuje w czasie intensywnych rojów meteorowych kierowanie jednej z anten w górę, tj. do zenitu. Może to być prosta 4-elementowa Yagi, umieszczona nisko nad Ziemią. W tym przypadku suma drogi r_T+r_R jest mniejsza, bo r_R = 100 km i można liczyć się z zyskiem do 8.3 dB, co potwierdziła praktyka ponad 50 łączności.

2.3.8.7 Obliczanie optymalnej chwili dla łączności MS

Warunkiem powodzenia planowanej łączności MS jest uzgodnienie takiego momentu na próby, w którym trasy meteorów znajdują się w optymalnym położeniu w stosunku do obu korespondentów T-R, to jest w punkcie Q na rys. 2.50b i spełniają warunek prostopadłości. Meteory wychodzą z pewnego punktu sfery niebieskiej, zwanego radiantem, którego współrzędne gwiezdne są następujące: rektascensja α i deklinacja δ.







2.52. Położenie stacji R_1, R_2 i R_3 w stosunku do radiantu roju:

a — w powiązaniu z kątem deklinacji δ,
b — w powiązaniu z kątem rektascensji α,
c — zależność kąta nadejścia ε od położenia stacji R_1, R_2 i R_3

Rektascensja α podawana jest w stopniach lub w kącie godzinowym mierzonym od punktu równonocy na równiku niebieskim (rys. 2.52b). Przeliczenie stopni na godziny jest następujące: $15° = 1$ h, $1° = 4$ m czasu gwiazdowego. Na przykład dla roju Nu Geminids katalogi podają $\alpha = 98°$, co przeliczamy na 6 h 32 m.

Deklinacja δ jest mierzona w stopniach od równika niebieskiego: na północ jest ona dodatnia, na południe ujemna.

W wyniku ruchu obrotowego Ziemi, radiant taki jak i inne ciała niebieskie przesuwają się ruchem pozornym po nieboskłonie ze wschodu na zachód, przechodząc przez południk miejscowy o godzinie t_l czasu lokalnego. Moment ten nazywa

się górowaniem lub kulminacją radiantu. Określa się go w mierze astronomicznej czasem gwiazdowym mierzonym na południku zerowym t_G w Greenwich (Greenwich Hour Angle — GHA) [14, 34].

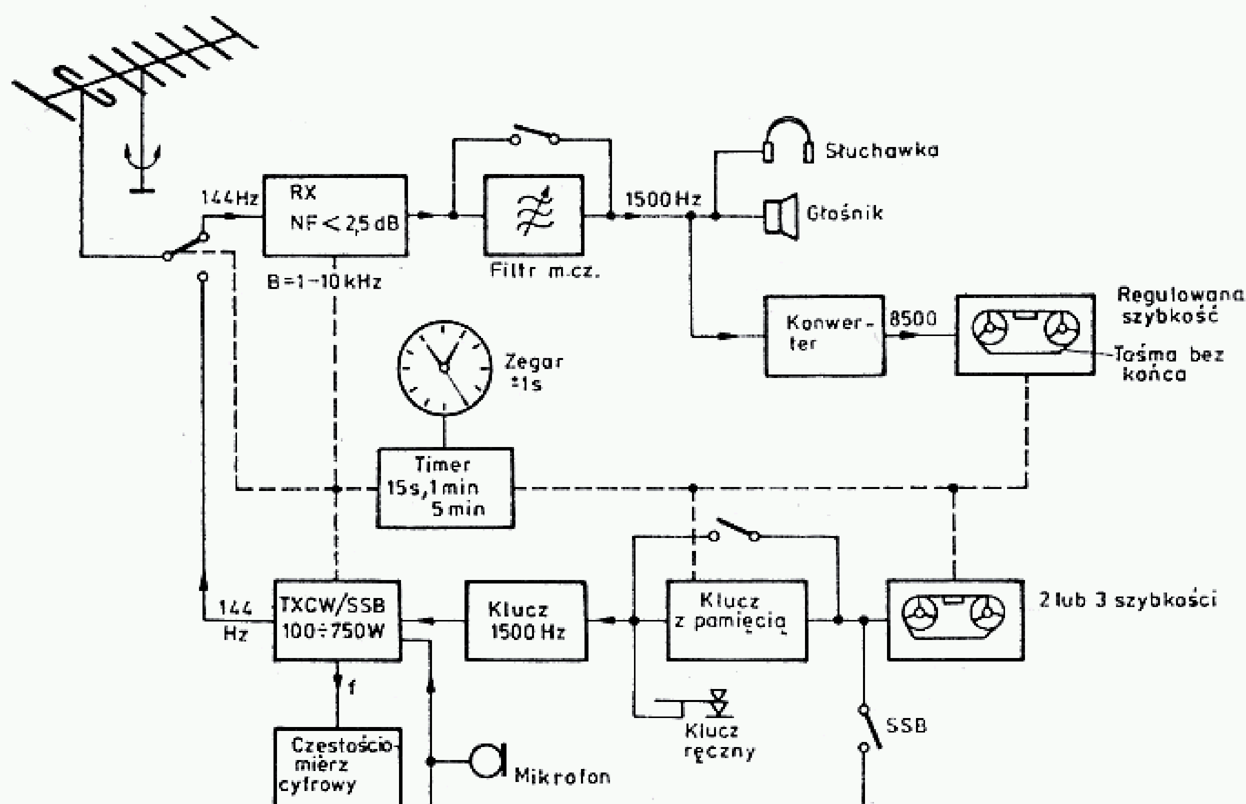
W przypadku, gdy stacje leżą na różnych szerokościach geograficznych φ_1 i φ_2, należy wybrać taki moment, gdy radiant jest prostopadły do ortodromy, która w tym przypadku nie jest prostopadła do południka środkowego. Stosuje się tu metodę graficzną opisaną GW3ZTH, a opracowaną przez G3LTF [35].

2.3.8.8 Aparatura dla łączności MS

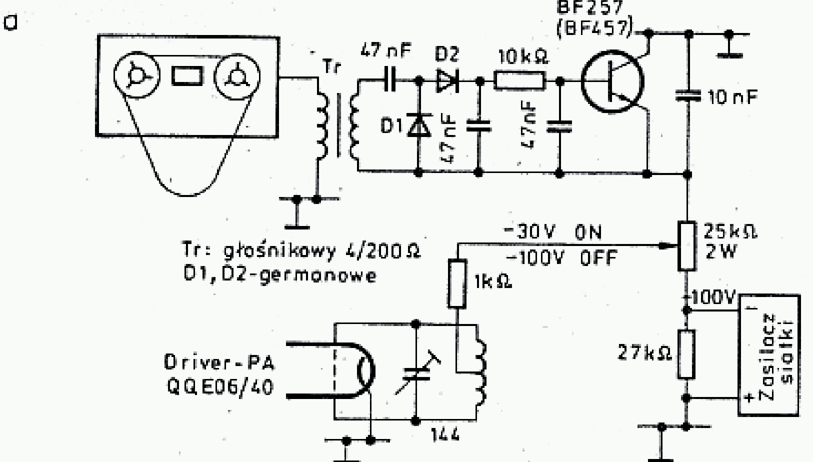
Schemat blokowy wyposażenia stacji MS przedstawiono na rys. 2.53.

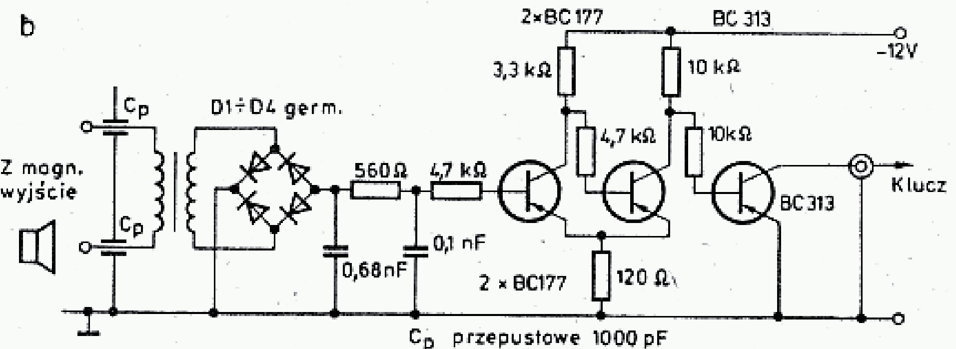
Moc oddawana przez nadajnik powinna wynosić co najmniej 100 W. Przy pracy z wykorzystaniem meteorów sporadycznych należy stosować maksymalną moc dopuszczalną. Stałość częstotliwości jest lepsza od ±100 Hz/h. Odczyt częstotliwości jest możliwy z dokładnością co najmniej 100 Hz. Problemem jest kluczowanie przy dużych szybkościach. W wielu nadajnikach z miękkim sygnałem w czasie nadawania kropek moc fali nośnej nie osiąga wartości maksymalnej; z drugiej strony bardzo twardy sygnał przy dużej mocy wprowadza zakłócenia w pobliskich urządzeniach elektronicznych. Stosuje się obecnie następujące rodzaje kluczy:

— klucze ręczne przy niezbyt dużych szybkościach; nie są możliwe wtedy długie seanse z powodu zmęczenia operatora;
— magnetofon z nagranymi taśmami w pętli zamkniętej; nagrywa się ton, np. częstotliwości 1000 Hz, który kluczuje napięciem siatki stopnia końcowego (rys. 2.54). Układ musi być dobrze ekranowany. Regulacja szybkości jest możliwa, gdy przerobimy układ napędowy magnetofonu;

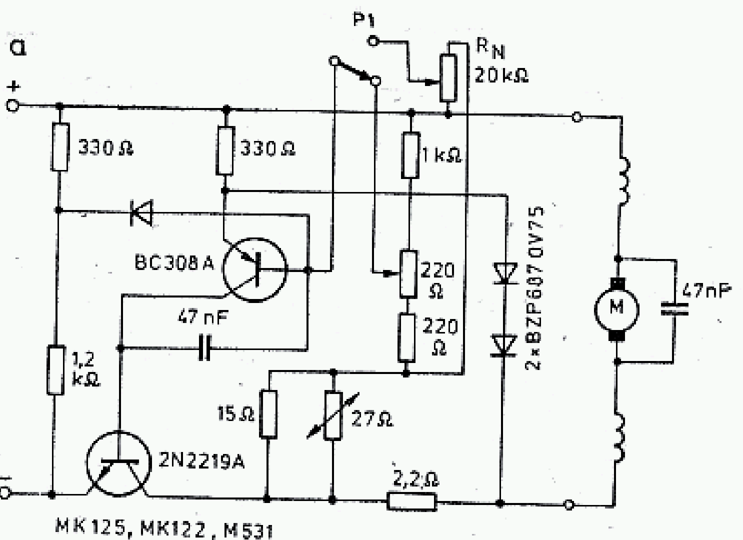


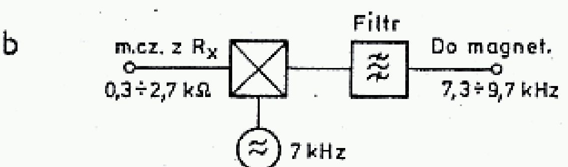
5.3. Schemat blokowy wyposażenia stacji MS

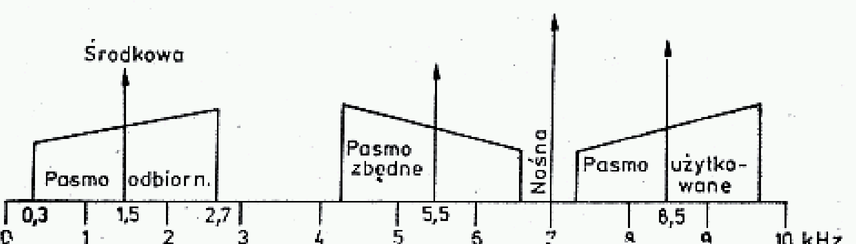




2.54 a — Sterowanie TX z magnetofonu wg I4BER, b — Sterowanie TX z magnetofonu wg GW3ZTH







2.55. a — Adaptacja magnetofonu kasetowego do regulacji prędkości; dodano przełącznik R_1 i R_N. Prędkość reguluje się od 0,16 do 1,7 obrotów nominalnych, b — Przetwarzanie sygnału m.cz. w górę dla zapisu bardzo szybkiej telegrafii przy MS wg LA8AK [R.C. 10/81] Filtr górnego pasma powinien mieć strome zbocze dolne, ale nie może „dzwonić"

— klucze elektroniczne z pamięcią — rozwiązanie najbardziej operatywne, umożliwiające zautomatyzowanie nadawania w interwałach;
— w transiverach SSB dobre wyniki daje kluczowanie tonem o częstotliwości 1500 Hz. W tym celu do gniazdek mikrofonowych podłącza się generator 1500 Hz kluczowany z chwilą przejścia przez zero, gdyż wywołuje to najmniej zakłóceń w filtrach SSB (dzwonienie) i pozwala na nadawanie z szybkością do 1500 znaków na minutę [LA8AK w Radio Communication 10/1981]. Odbiornik może być dowolny, poziom szumów powinien wynosić mniej niż 2,5 dB, wstęga regulowana 1 do 10 kHz, optymalna wstęga 1 kHz, stabilność nie gorsza niż 10 Hz/h całego układu wraz z konwerterem. Dobrą odporność dynamiczną osiąga się, jeśli w pobliżu pracują inne stacje. Do odbiorników powinien być dołączony magnetofon co najmniej dwubiegowy, lepiej z płynną regulacją szybkości. Stosuje się redukcję szybkości zapis/odczyt do 10:1. Przy odbiorze sygnałów nie modulowanych (A1A) BFO w odbiorniku ustawia się tak, by otrzymany ton dał się jeszcze wpisać na taśmę magnetofonową (około 8 kHz), a następnie odczytuje przy odpowiednio zmniejszonej szybkości. Przy modulacji tonem (A2A), np. 1500 Hz stosuje się układy mieszania w górę (rys. 2.55b). Sygnały o częstotliwości 1500 Hz szybkości do 2000 znaków/min są mieszane z sygnałami generatorem o częstotliwości 7000 Hz i po przepuszczeniu przez filtr górnoprzepustowy zapisywane jako sygnał o częstotliwości 8500 Hz na taśmie magnetofonowej. Po redukcji 10:1 szybkości otrzymuje się dobrze czytelny sygnał 850 Hz o szybkości 200 zn/min. Wielka częstotliwość umożliwia jeszcze większą redukcję szybkości, nawet do 20:1 i wtedy otrzymuje się ton o częstotliwości 435 Hz, jeszcze dobrze czytelny przy szybkości 100 znaków/min.

2.3.8.9 Procedura QSO Meteor Scatter przyjęta przez I Region IARU w Brighton w 1980 r. (na podstawie publikacji w Radio Communication 8/1981)

Celem niniejszej procedury jest umożliwienie przeprowadzania łączności za pośrednictwem odbić od śladów meteorowych (MS) tak szybko i łatwo, jak tylko to jest możliwe. Ponieważ odbicia trwają bardzo krótko, procedura normalnego QSO nie może być w pełni stosowana i dlatego należy podjąć specjalne środki dla zapewnienia odbioru maksymalnie bezbłędnej wiadomości. Najlepsze roje meteorowe są na tyle silne, że część z tych środków jest zbędna, lecz dla nabrania praktyki przy wykorzystywaniu wszystkich ewidencjonowanych rojów, można proponowaną procedurę stosować w każdym przypadku.

Definicje

Rozróżnia się dwa typy łączności MS, organizowane w różny sposób:

1. Łączności planowane, w których dwie zainteresowane stacje uzgadniają uprzednio rodzaj pracy (CW, SSB), częstotliwość, podział czasowy i okres próby. Może to być dokonane na drodze wymiany listów, lub przez sieć KF, która jest czynna od godz. 11.00 do 14.00 UT w każdą sobotę i niedzielę w pobliżu częstotliwości 14 345 kHz i 28 345 kHz.

2. Łączności nie planowane, gdy stacja woła CQ, lub odpowiada na wołanie CQ. Łączności takie nazywane są często przypadkowymi (random).

Podziały czasowe

Tradycyjnie większość stacji stosuje okresy 1-minutowe na łączności SSB, a 5-minutowe na łączności CW i sposób ten daje całkiem zadawalające wyniki. Jednakże rosnący poziom techniczny pozwala na stosowanie krótszych okresów i amatorzy są zachęcani do stosowania 1-minutowych okresów dla CW i 15 s dla SSB, szczególnie w czasie intensywnych rojów meteorowych.

1. Wszyscy operatorzy MS, znajdujący się na tym samym obszarze, powinni na ile to jest możliwe, uzgodnić jednoczesność nadawania celem uniknięcia wzajemnych interferencji.

2. Jeśli to jest możliwe, emisje kierowane na północ lub zachód powinny być realizowane w okresach 1, 3, 5 itd., licząc od pełnej godziny. Emisje kierowane na południe i wschód powinny być realizowane w okresach 2, 4, 6 itd.

3. Przy uzgadnianiu planów łączności, które zazwyczaj trwają 2 h, stosuje się godziny parzyste, takie jak 0000—0200, 0200—0400 — nie zaś godziny nieparzyste, takie jak 0100—0300. Umożliwia to najlepsze wykorzystanie czasu pracy przez każdego, a przy pracy systemem random wskazuje ile czasu ma stacja przed następną łącznością planowaną.

Planowy czas łączności

Każdy nieprzerwany okres planowany musi być traktowany jako oddzielna próba. Oznacza to, że nie jest możliwe przerwanie i następnie kontynuowanie łączności. Okres planowany wynosi zazwyczaj 1 do 2 godzin (oznacza to, że nie można zaliczać jako łączność dokonana sumy efektów uzyskanych w różnych próbach, np. odbierając w jednej części znaków, a w drugiej raporty lub potwierdzenie R).

Wybór częstotliwości

Planowane łączności powinny być tak uzgodnione, aby mogły być chronione popularne częstotliwości. Dla łączności nie planowanych (random), ostatnia litera znaku wywoławczego podaje częstotliwość, na której stacja powinna wołać „CQ":

A oznacza 1 kHz ponad częstotliwość odniesienia
B oznacza 2 kHz ponad częstotliwość odniesienia
C oznacza 3 kHz ponad częstotliwość odniesienia

itd. aż do Z, które jest 26 kHz ponad częstotliwość odniesienia. Jeśli ostatnia litera znaku jest związana z położeniem geograficznym lub innych czynnikiem, wtedy, i tylko wtedy można stosować literę środkową lub pierwszą sufiksu znaku.

Częstotliwością odniesienia dla CW wynosi 144 100 kHz, a częstotliwość odniesienia dla SSB wynosi 144 400 kHz. Tak więc SP5JO, którego sygnał kończy się na C, będzie wołał CQ 3 kHz ponad właściwą częstotliwością odniesienia, to jest dla CW będzie wołał na częstotliwości 144 103 kHz. Podobnie LA2PT będzie wołał CQ dla SSB na 144 420 kHz, gdyż T jest 20. literą alfabetu. Odpowiedź na wołanie CQ powinna być dokonywana zawsze na tej samej częstotliwości, na której

odebrano wołanie CQ. System ten pozwoli na rozłożenie aktywności w pasmie 26 kHz w sposób przypadkowy, ograniczając ryzyko skoncentrowanej aktywności, co zdarzało się, gdy częstotliwość była pozostawiana do wolnego wyboru. W dodatku, znając znak wywoławczy, będzie znana częstotliwość, na której dana stacja powinna wołać CQ. Lokalne QRM będzie występowało w minimalnym stopniu, ponieważ poszczególne stacje będą pracowały na danym terenie na rozrzuconych częstotliwościach. W ten sposób unika się stosowania sprzężonych dwóch częstotliwości (ang.: *split*). Część radioamatorów nie zaakceptowała tego systemu.

Szybkości nadawania CW

Obecnie stosowane są szybkości od 200 do 2000 znaków na minutę, lecz w pracy nieplanowanej (systemem random) szybkości ponad 400 znaków/min nie są zalecane. W pracy planowej szybkość powinna być zawsze uzgodniona przez QSO, w szczególności jeśli jedna ze stacji nie ma magnetofonu o kilku szybkościach. Niektórzy operatorzy nie mogą osiągnąć większych szybkości obecnie stosowanych. Zwraca się uwagę na to, że w niektórych krajach urząd wydający zezwolenie wymaga nadawania znaku wywoławczego ze zmniejszoną szybkością na początku i końcu każdej transmisji. Przed i w czasie transmisji należy sprawdzić informację czy jest prawidłowa i czytelna.

Procedura QSO

1. *Wołanie*

Łączność zaczyna się, gdy jedna stacja woła drugą np. „SM3BIU DL7QY SM3BIU DL7QY ...”. Skrótu DE się nie stosuje.

2. *System raportów*

Raport składa się z dwóch liczb:

Pierwsza liczba (czas trwania sygnału-burstu)	Druga cyfra (siła sygnału)
2: do 5s	6 : do S3
3 : 5 ... 20 s	7 : S4÷5
4 : 20 ... 120 s	8 : S6÷7
5 : ponad 120 s	9 : S8 i silniejsze.

3. *Procedura raportowania*

Raport jest nadawany, gdy operator ma pozytywny dowód odbioru sygnału wywoławczego korespondenta, sygnału własnego lub ich części.
Raport jest podawany w sposób następujący:
„UA1WW I1BEP 26 26 UA1WW I1BEP 26 26 ...”. Raport podawany jest tylko dwukrotnie po zestawie znaków i nie może być zmieniony w czasie łączności, nawet wtedy gdyby siła sygnałów usprawiedliwiała to.

4. *Procedura potwierdzenia*

a. Dopiero gdy obaj operatorzy odbiorą oba znaki wywoławcze i raporty, mogą zacząć nadawanie potwierdzenia. Oznacza to, że wszystkie litery i cyfry są prawidłowo odebrane. Potwierdzenie jest dawane przez wprowadzenie R przed

raportem: „SM7EJE G3SEK R26 R26 ...”. Stacja z literą R na końcu znaku powinna nadawać: „GW3ZTH I4BER I4BER RR27 RR27 ...”.

b. Jeśli jeden z operatorów odbierze wiadomość potwierdzającą tak jak „R27” i wszystkie inne potrzebne informacje są kompletne, musi potwierdzać ciągiem R, wprowadzając własny sygnał po każdym ośmiu R: „RRRRRRRR HG5AIR RRRRRRRR ...”. Jeśli drugi operator odbierze R-y, łączność jest kompletna i powinien odpowiedzieć w taki sam sposób, zazwyczaj przez trzy okresy.

5. *Wymagania dla pełnego QSO*

Obaj operatorzy muszą mieć zanotowane oba znaki, raport oraz R, dla potwierdzenia, że drugi operator zrobił to samo.

Brakujące informacje (tylko CW)

Jeśli w początkowym stanie łączności odebrany jest raport potwierdzający, to drugi operator ma wszystkie potrzebne informacje. W tym przypadku stosuje się następujące ciągi dla uzyskania brakujących informacji:

B B B — brak obu znaków wywoławczych,
M M M — brak mojego znaku wywoławczego,
Y Y Y — brak twojego znaku wywoławczego,
S S S — brak raportu o długości i sile sygnału,
O O O — cała informacja jest niekompletna.

Drugi operator powinien odpowiedzić nadając tylko potrzebną informację. To uproszczenie powinno być stosowane z dużą ostrożnością, by nie spowodować zamieszania.

Praca MS na SSB

Łączności są prowadzone w ten sam sposób jak na CW. Litery są w zasadzie podawane w alfabecie ICAO (Alfa, Bravo, Charlie itd.) lecz mogą być podawane bez fonetyki w czasie planowanych łączności. Litera R w raporcie potwierdzającym jest wymawiana „ROGER” (czyt.: radżer). Łączności SSB wymagają szczególnie starannej kontroli częstotliwości.

2.3.8.10 Dziennik stacji

Łączności MS powinny być właściwie udokumentowane zapisem w dzienniku stacyjnym i ewentualnie poparte nagraniem na taśmie dla zaliczenia łączności MS. Sprawa zaliczania łączności MS do współzawodnictw (QTH, krajów, ODX) budzi zawsze szereg obiekcji i dlatego operator powinien przyłożyć dużo uwagi do możliwości weryfikacji takiej łączności.

W literaturze amatorskiej jest wiele przykładów naciągania niepełnych łączności (NC) jako pełne (C), nie potwierdzonych następnie przez korespondenta. Należy więc zawsze pamiętać o zasadach etyki radioamatorskiej — Ham Spirit.

W tablicy 2.3.7 pokazano przykład zapisu w dzienniku SM7AED łączności z SP2DX. W języku amatorskim krótkie sygnały słuchowo przypominające dźwięczne stuknięcie nazywane są *ping* i przy dużej kompresji czasowej informacji (dużej szybkości), mogą one przekazać 2—3 elementy znaku, zaś sygnały dłuższe, nazywane *burst*, pozwalają nawet przy przeciętnej szybkości na przekazanie całej potrzebnej informacji.

Tablica 2.3.7

Wzór dziennika stacyjnego stacji SP2DX dla łączności MS

Czas UT	Informacja nadana	Informacja odebrana	Burst [s]	Pings
Data	73 12 23			
0600	SP2DX SM7AED			
0605		NIL		
0610	SP2DX SM7AED			
0615		2DX		II
0620	SP2DX SM7AED 26 26			
0625		NIL		IIII
0630	SP2DX SM7AED 26 26			
0635		SM7AED SP2DX 7,28	4	III
0640	SP2DX SM7AED R26 R26			
0645		28, SM7, 8, A		IIII
0650	SP2DX SM7AED R26 R26			
0655		RR		III
0700	SP2DX SM7AED R26 R26			
0705		SP2DX RRRR	1	II
0710	SM7AED RRRRRRRR			
0720	SM7AED RRRRRRRR			
0730	SM7AED RRRRRRRR			

Meldunki o przeprowadzeniu łączności mają postać np.: SM7AED 73 12 23: 0600—0730 GW3ZTH 26 28 4b 18p C, co oznacza: raporty nadany 26, odebrany 28, 4 bursty, 18 pingów — łączność kompletna.

2.3.8.11 Zawody i listy operatorów MS

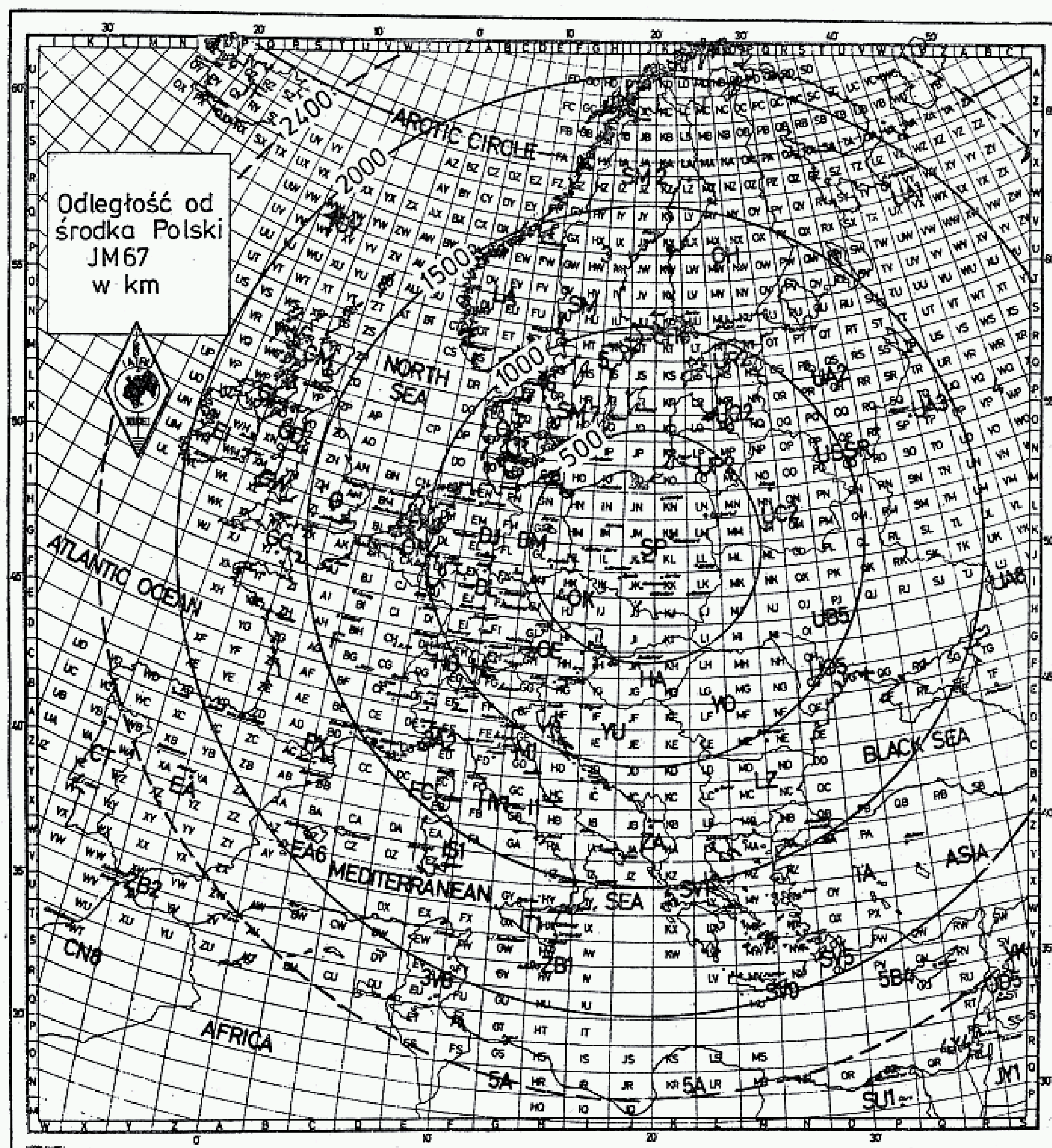
Zawody CQ MS rozgrywane są w terminach, gdy nie ma znaczących rojów. Pierwsze tego rodzaju zawody organizowała organizacja Ghent Activity Team (Belgia) ON5FF w okresie 1.6.1979 do 15.08.79 jako random. W wywołaniu na 144 100 kHz ±1 kHz podawano kluczem literowym częstotliwość nasłuchu w kanałach 144 102 do 144 120 kHz. Zawody RSGB 11 i 12 sierpnia 1981 r. oraz w czasie 1700UT. Raport zawierał następujące elementy: oba znaki +MS raport + 2 litery, QTH lok., za każde nowe QTH mnożnik, pasmo 432 MHz × 15.

Listy operatorów są publikowane między innymi w Dubus, lecz są one ciągle częściowo nieaktualne.

2.3.9 Łączności E_s

Opisane w poprzednich rozdziałach łączności za pośrednictwem FAI, zorzy (A) i meteorów (MS) należą do łączności trudnych, wymagających wysokiego poziomu technicznego stacji i operatorstwa. Natomiast łączności przy wykorzystaniu warstwy sporadycznej E_s mogą być przeprowadzane nawet najprostszymi urządzeniami nadawczo-odbiorczymi, takimi jak IC 202 (3W) i to emisją CW i SSB, a także za pomocą radiotelefonów FM, wystarczy mieć trochę szczęścia i trafić na porę poja-

wienia się E_s. Z chwilą pojawienia się sporadycznego obłoku E_s na wysokości 100÷110 km o dużym stopniu jonizacji, sygnał odbity jest silny i stabilny, wykazuje słabe fluktuacje i nieznaczne przesunięcia dopplerowskie. Za pośrednictwem E_s łączności nawiązuje się najczęściej na odległość 1000 do 2000 km. Przy szczególnie silnej jonizacji obłoku f_{max} przekracza 200 MHz i wtedy możliwe są łączności na odległości mniejsze od 1000 km. Łączności na odległość ponad 2000 km są związane ze znaczniejszymi dodatkowymi zaburzeniami propagacji w troposferze, lecz nie należą one do rzadkości. Z terenu Polski praktycznie za pośrednictwem E_s dostępne są łączności z całą Europą (rys. 2.56). Zdarzają się przypadki, że fala odbita od Ziemi odbija się od następnego obłoku E_s i dociera do bardzo odległego korespondenta. Przykładem takiej łączności jest: CT1WW (WB63b) z OD5MR (Beirut) na SSB 144 MHz dnia 1979.06.29 na odległość 3864±9 km (DUBUS 3/81).



2.56. Odległości od środka Polski na mapie Europy.

Warunki propagacji za pośrednictwem E_s pojawiają się nagle i trwają od kilku minut do kilku godzin, najczęściej jednak około 15—20 minut. Pojawienie się propagacji na 144 MHz poprzedzone jest charakterystycznymi zjawiskami na pasmach niższych. W miarę rosnącej gęstości elektronowej obłoku E_s, wzrasta jego częstotliwość f_{kr} (p. zależność 2.53).

Najpierw, gdy f_{kr} < 28 MHz, pojawiają się w pasmie 28 MHz stacje odległe na 1000 km, po czym stacje coraz bliższe oraz pierwsze odległe stacje w pasmie 50 MHz — dx-owy odbiór TV (tablica 2.3.4). Gdy gęstość elektronowa nadal wzrasta, na częstotliwości 28 MHz słyszy się stacje bliskie (500 km) w tzw. *short skipe* oraz pojawiają się odległe stacje UKF FM w pasmie OIRT (66—73 MHz), a następnie CCIR (88—108 MHz) i stacje dookólnych beaconów lotniczych VOR w pasmie 108—116 MHz (tabl. 2.3.8).

Jeśli gęstość elektronowa wzrośnie jeszcze bardziej, to słyszane są bliskie stacje UKF-FM (poza zasięgiem bezpośrednim) w obu pasmach oraz bliższe stacje VOR i pojawiają się pierwsze odległe stacje amatorskie w pasmie 144 MHz. Przy szczególnie dużej gęstości elektronowej, gdy f_{max} dochodziło do 203 MHz, łączności w pasmie 144 MHz można było przeprowadzać na odległości znacznie mniejsze, nawet na 1000 km, przy bardzo dobrej słyszalności stacji w odległości 1500 do 2100 km. Wtedy też pojawiają się często warunki łączności 2 E_s z odbiciem pośrednim od Ziemi (2 skoki) lub od dwóch odległych obłoków E_s bez pośredniego odbicia od Ziemi (rys. 2.34b przypadek F3).

Obłoki E_s mają grubość zaledwie kilkuset metrów i wymiary w kierunku poziomym od części do kilku kilometrów. Z tych powodów określony obłok pośredniczy w łączności między ściśle określonymi obszarami (rys. 2.57). Jeśli przyjąć, że spód obłoku jest płaski i równoległy do powierzchni Ziemi, łączność jest możliwa między stacjami równoodległymi od obłoku E_s i leżącymi na linii prostej w obszarze pasma dostępności o promieniach $R_{min} \approx 1500$ km i $R_{max} \approx 2000$ km, zależnych od częstotliwości krytycznej obłoku E_s.

Określona stacja znajdująca się w pasmie dostępności ma możliwość za pośrednictwem obłoku E_s o wymiarze d_0 nawiązać łączność ze stacjami znajdującymi się w wycinku pasma dostępności o wymiarach $2d_0$. Obłoki E_s mają jednak zazwyczaj kształty nieregularne, często są one jednostronnie wydłużone i występują w grupach po kilkanaście. Bywały przypadki pokrycia obłokami E_s niemal całej Europy Środkowej, co umożliwiało łączności niemal ze wszystkimi krajami odległymi na 1000 do 2000 km. W takiej sytuacji często występują warunki dla łączności $2E_s$ na odległości 2600 do 2900 km, np.: 81-06-11 G3VYF z 4Y4IX. W czasie takich doskonałych warunków łączności należy przeprowadzać bardzo krótko. Przykładem może być LA3EQ (CS29h), który 1981-06-07 nawiązał 120 łączności w 150 minut, w tym 99% z raportem 59, używając TS 700 i wzmacniacza 160 W oraz 2×9 elementowej anteny Yagi.

Poszczególne obłoki wykazują stały dryft w kierunku na zachód oraz zawirowanie lewo- i prawoskrętne, a także unoszenie się i opadanie, nie są więc stacjonarne. Istnieje kilka teorii wyjaśniających powstawanie obłoków E_s. Studia na ten temat prowadzi F8SH. Z jego wcześniejszych opracowań (Dubus 2/76) i obszernego

Tablica 2.3.8

Znaki wywoławcze, częstotliwości, kraj i QTH lotniczych beaconów dookólnych VOR

Znak 1	MHz 2	Kraj 3	QTH 4	Znak 1	MHz 2	Kraj 3	QTH 4	Znak 1	MHz 2	Kraj 3	QTH 4
AA	117.4	LA	LD	BDM	111.0	TA	NA	CAA	108.3	F	ZE
AAL	116.7	OZ	ER	BDX	113.7	F	ZE	CAI	108.4	I	HA
ABA	113.5	7X	DW	BDZ	115.9	DL	EN	CAI	112.5	SU	PQ
ADN	114.3	GM	YR	BEJ	115.8	CT	WY	CAK	116.2	OD5	RU
AGD	112.3	CN8	VQ	BEL	116.2	GI	XO	CAM	115.0	I	EF
AGN	117.5	F	AD	BEN	117.6	GM	WR	CAN	115.4	F	ZJ
AGV	117.1	GI	WO	BEO	112.3	YU	KE	CAR	115.1	I	EZ
AJO	114.8	F	EB	BFS	111.5	ON	CK	CAT	112.1	I	HX
AKI	110.2	TA	NY	BGG	133.3	DL	DL	CBA	116.9	CN8	WT
AKR	115.7	5B4	QU	BGP	111.6	F	XI	CBG	112.5	F	ZJ
ALB	111.2	DL	FJ	BGT	117.9	DL	DH	CBY	110.4	F	CF
ALC	109.0	G	ZM	BHD	114.8	G	YK	CC	112.1	LA	DS
ALD	112.2	G	YJ	BIG	117.5	G	AL	CCS	114.2	EA	WZ
ALG	113.8	I	EA	BIG	116.9	TA	NA	CDC	117.3	I	IY
ALR	112.5	7X	BW	BIT	111.9	DL	DJ	CDG	112.5	F	BJ
ALS	114.7	OZ	EO	BKD	117.7	DL	FN	CEV	115.5	I	GE
ALT	113.8	EA	ZY	BL	109.9	ON	CK	CFD	116.5	G	ZM
ALX	113.8	SV	MA	BLG	109.4	ON	CK	CGC	116.2	F	ZF
AMB	112.5	F	AH	BLN	116.2	EA	YY	CGY	111.1	G	ZN
AMR	114.1	EA	YW	BLT	117.5	SU	PR	CHA	115.5	DL	EJ
AN	113.7	UQ	LS	BLV	115.9	EA	YD	CHI	114.1	I	GF
ANC	117.6	I	GD	BMN	111.6	DL	EN	CHW	115.2	F	AI
AND	109.8	LA	ID	BNE	116.6	F	AK	CIG	113.6	TA	NY
ANK	113.1	TA	QA	BNN	112.3	G	ZL	CJN	115.6	EA	YA
ANL	115.6	SV	LZ	BNO	113.9	OK	HK	CLM	112.9	F	BI
AOG	114.2	EA	WW	BOL	114.4	I	GC	CLN	115.7	G	AL
ARL	112.7	SM	IT	BOO	114.6	LA	HB	CLN	116.1	G	AL
ARS	115.9	SM	IT	BOR	117.6	SM	IU	CMA	116.0	EA	ZA
ARX	112.7	SV	KY	BR	108.4	F	CF	CMB	112.6	F	BK
ATA	117.4	LA	LD	BRA	115.7	SM	GRT	CMF	115.7	F	BF
ATH	116.0	SV	LY	BRD	113.2	I	JA	CNL	111.6	CN8	WU
ATN	114.9	F	CG	BRI	110.6	TA	NZ	COA	111.8	ON	BL
AVD	110.6	F	BH	BRY	114.1	F	BI	COR	111.8	F	BI
AVI	116.4	I	GG	BSA	112.0	4X4	BR	CPL	114.5	EA	YA
AVS	112.4	EA	WD	BST	114.7	F	XI	CRH	108.7	G	YQ
AXD	113.1	SU	OR	BT	108.8	F	BI	CRK	114.6	EI	VL
AYT	115.5	TA	PW	BTA	116.2	F	EC	CRL	110.7	F	BJ
BAM	113.6	DL	DL	BTN	115.6	G	YN	CRX	112.1	F	AG
BAN	112.8	EA	YB	BTW	117.1	G	AM	CSL	116.5	G	AM
BAR	113.4	LA	MD	BTZ	114.6	F	ZD	CSO	115.5	7X	DW
BAT	111.6	TA	UX	BUB	114.6	ON	CK	CTL	117.6	F	BJ
BAY	110.6	DL	FJ	BUE	117.1	DL	DK	CZE	114.5	SP	IM
BBE	116.0	ON	CK	BUK	114.3	TA	QA	DAM	112.1	YK	ST
BBL	109.8	ON	CL	BUN	110.6	ON	CL	DAN	108.4	TA	RX
BCN	116.3	G	YL	BUR	116.2	G	ZL	DAR	114.4	SP	IO
BCR	113.9	7X	—	BUS	111.2	ON	CK	DBR	110.0	DM	GM
BDA	117.8	SM	IS	BZN	111.9	G	ZL	DCS	115.2	G	YO

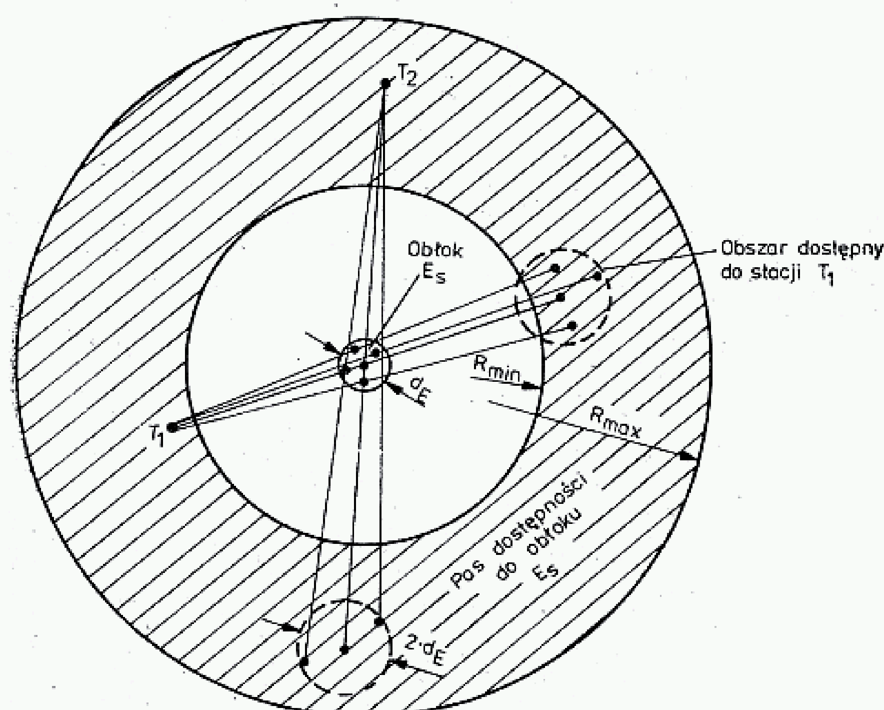
1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4
DEC	108.2	I	EZ	GDA	113.4	EA	XX	JEV	115.4	DL	DN
DET	117.3	G	AL	GEM	115.1	TA	SZ	JIN	108.6	SM	HR
DHE	116.3	DL	DO	GEN	112.8	I	EE	K	113.4	SM	KB
DIJ	113.5	F	CH	GES	114.9	OZ	FO	KAL	111.6	SM	IQ
DIK	114.4	LX	DJ	GHA	114.9	7X	BS	KAR	110.0	OZ	BQ
DIN	114.3	F	YI	GHE	109.4	I	FF	KAS	112.5	OZ	GP
DIY	110.0	TA	UX	GIO	117.8	I	IA	KBO	108.8	DL	DK
DKB	117.8	DL	FJ	GOW	113.4	GM	XP	KP	111.2	TF	OX
DLE	115.2	DL	EM	GR	115.1	HG	IH	KFK	117.1	TA	PY
DNL	112.2	PA	CM	GRA	117.5	I	HB	KFT	113.1	OE	HG
DOM	112.7	DL	DL	GRF	111.8	DL	FJ	KIA	114.7	SM	KB
DTY	115.0	G	ZM	GRO	109.1	I	FC	KIK	112.0	LA	OD
DUB	114.9	EI	WN	GRZ	116.2	OE	HG	KIR	117.5	DL	DJ
DUS	115.4	DL	DL	GSO	116.1	DL	EL	KLO	116.4	HB	EH
DVB	117.7	G	AL	GUS	111.2	ON	CK	KNO	109.6	LA	LD
DVL	110.2	F	AJ	GZR	116.4	PA	CL	KOK	114.5	ON	BL
DVR	117.7	G	ZL	GW	109.2	DL	GM	KON	113.3	TA	OX
DW	110.3	EI	WN	HAH	108.7	DL	DJ	KRK	114.7	SM	KB
EEL	112.4	PA	DN	HAM	113.1	DL	FN	KRN	117.3	SU	PP
EGL	117.4	EI	UO	HBG	113.8	SM	HT	KSR	116.3	TA	RY
EHV	117.2	PA	CL	HDM	109.8	DL	EJ	KSS	109.8	G	YR
ELB	114.4	I	FC	HEL	114.8	OH	MU	KST	112.4	SM	GT
ELF	108.2	SV	LY	HIJ	114.7	EA	XY	KTG	111.4	DL	FJ
EPI	110.6	CT	VA	HLZ	117.3	DL	FM	KTR	109.4	SV	LW
ERD	113.6	DL	FI	HMR	112.6	SM	JU	KUM	113.9	YU	KC
ERH	113.5	TA	TY	HNV	112.2	DL	EM	KUO	113.8	OH	NX
ERZ	112.4	TA	UZ	HOC	115.9	HB	DH	KV	113.4	UR	PU
ESK	114.4	TA	PZ	HON	112.9	G	ZM	KVD	113.7	LA	EU
EVN	113.1	LA	IC	HOP	109.0	DL	DM	KVL	109.8	SV	MA
EVX	112.4	F	AJ	HPT	116.6	G	CY	KWL	109.4	G	YS
EZS	114.7	TA	TY	HRB	112.2	DL	EI	LAN	114.8	DL	EJ
FBU	112.9	LA	FT	HSD	115.5	PA	BL	LAP	113.5	OH	OV
FES	115.7	CN8	XT	HUM	111.0	LA	FW	LAR	109.0	SV	LZ
FFB	108.0	DL	FI	HUU	113.8	DL	EO	LBE	115.1	DL	EN
FFM	114.2	DL	EK	HVL	113.3	DL	GM	LBU	109.2	DL	EI
FLE	114.5	LA	CU	HYE	109.0	F	DD	LCA	112.1	F	BG
FLR	112.2	YO	ME	IBY	112.7	G	ZK	LCH	108.8	DL	FI
FLY	112.1	LA	DS	IGL	111.4	DL	FI	LCK	109.1	DL	EO
FMA	114.8	CT	WA	ILB	114.8	YU	HF	LHO	109.0	F	AJ
FOG	114.2	I	HB	IMR	113.7	TA	NY	LHR	115.4	DL	DI
FRO	115.1	HB	DG	IMN	112.9	7X	OO	LIS	112.7	CT	VY
FRZ	115.2	I	FE	INS	109.2	G	XR	LKH	108.1	G	AM
FSB	114.8	DL	FM	IOM	112.2	G	XO	LLK	133.4	DL	DL
FSG	108.4	DL	FI	ISA	113.3	I	GF	LMG	114.5	F	AF
FUL	112.1	DL	EK	ISL	108.6	G	WP	LND	114.2	G	XK
GAI	117.0	F	AD	IST	114.0	TA	OA	LNO	112.8	ON	CK
GBL	111.0	DL	EJ	ITR	115.7	F	CD	LNZ	116.6	OE	HI
GBR	113.6	ZB	XW	IVA	115.8	OH	NC	LON	113.6	G	ZL
GCN	108.0	G	ZL	JBA	112.3	3V8	FT	LOR	115.8	F	YH

1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4
LDV	116.8	F	XI	MRT	113.9	CT	WY	OUK	113.3	OH	MY
LPH	111.6	DL	FI	MTD	115.8	F	BJ	OUN	113.5	G	ZP
LQT	111.8	F	CD	MTG	117.3	F	CD	OUR	112.7	7X	CR
LR	109.4	F	BC	MTL	112.7	F	CE	PAL	112.3	I	GY
LST	109.4	LA	DS	MTR	117.0	DL	EK	PAM	117.8	PA	CM
LSV	114.2	SV	NZ	MTR	109.6	CT	VZ	PAS	116.6	HB	DG
LTQ	111.8	F	CD	MUN	112.3	DL	FI	PES	115.5	I	HC
LUK	110.5	G	YQ	MUT	112.3	TA	QW	PFF	113.0	DL	DJ
LUL	117.1	F	DH	MZB	116.5	G	ZM	PIA	117.4	I	EE
LUX	114.0	LX	DJ	NAT	113.0	SM	KA	PIS	108.3	I	FD
LWD	114.7	PA	CN	NAT	112.4	4X4	RP	PLH	114.6	SV	LV
LXI	108.2	P	DH	NAY	113.6	F	CI	PLU	108.4	OZ	GP
LXR	112.3	SU	QR	NDO	117.1	DL	EN	PNO	112.9	SP	KM
LXU	114.0	LX	DJ	NEV	113.4	F	BH	PNZ	114.6	I	GA
LYD	116.1	G	AL	NEW	113.5	G	ZP	POI	113.3	F	AG
LYN	116.3	F	CF	NIC	112.8	5B4	QV	POL	112.1	G	YN
MAC	116.9	G	XP	NIE	116.5	DL	EM	PON	115.7	F	YJ
MAK	113.3	CN8	VR	NIK	117.4	ON	CL	PPG	116.7	F	BC
MAN	112.0	F	AI	NIM	111.6	F	CD	PPN	112.3	EA	ZC
MAN	114.6	OD5	RT	NIZ	112.4	F	DD	PRA	108.7	I	GB
MBA	110.5	DL	EK	NL	111.4	F	DD	PPS	113.0	I	GY
MDM	108.7	F	ZD	NOA	112.6	OZ	GP	PRT	114.1	CT	VB
MDV	114.5	EA	YA	NOL	113.2	SM	FR	PRV	109.2	SV	KY
MEL	109.8	F	BI	NOR	116.2	DL	DK	PRZ	109.6	F	BC
MEM	117.2	DL	FI	NPL	115.8	I	HA	PSD	117.5	SU	QR
MEN	115.3	F	CE	NST	110.4	DL	EJ	PTV	116.5	F	BI
MET	108.0	F	DJ	NTL	114.9	SM	JT	PTV	116.5	F	BI
MGA	112.0	EA	XW	NTM	115.3	DL	DK	PUR	111.8	SM	GP
MGE	109.0	F	—	NTS	115.5	F	AH	PWK	117.5	G	XP
MHN	112.6	EA	XZ	NUB	114.9	DL	FJ	QPR	117.8	F	XH
MID	114.0	G	YL	NUF	114.2	DM	GM	QUV	114.3	EA	BB
MIN	117.3	SU	OO	OAN	116.4	F	AH	RAM	112.3	OZ	EQ
MJV	113.3	EA	BZ	OBG	117.0	DL	EN	RBT	111.6	F	AI
MLA	112.1	EA	AB	OCK	115.3	G	ZL	RBT	116.5	CN8	WU
MLD	115.9	G	AM	ODN	115.5	OZ	FP	RCA	111.0	I	HY
MLG	115.7	9H1	HV	OJD	117.5	CN8	ZU	RCE	117.6	OK	HK
MES	113.5	SV	MW	OKG	115.7	OK	GK	RD	113.8	SU	QP
MLZ	115.7	9H1	HV	OKL	112.6	OK	HK	RDS	115.8	SV	OW
MM	109.5	SM	GP	OL	111.2	F	BI	REF	114.2	EA	—
MMD	109.4	F	CJ	ONG	117.9	G	AL	REM	112.3	F	CJ
MNA	112.1	7X	BQ	ORA	114.0	7X	ZV	RES	114.2	EA	AB
MO	117.3	HG	JH	ORG	109.4	F	CE	RIV	110.0	I	GG
MOJ	110.0	CT	VY	ORI	117.8	I	EF	RKL	108.3	SV	MV
MON	113.5	OZ	GO	ORL	111.4	LA	EX	RKN	116.8	PA	DM
MOS	113.9	LA	GZ	ORT	114.3	I	HB	RLP	113.0	F	CH
MOS	114.2	7X	AV	OSK	115.0	SM	JX	RMS	113.4	DL	DJ
MOU	113.1	F	BG	OSN	114.3	DL	EM	RNE	112.8	F	ZI
MPR	117.4	F	CD	OST	114.9	I	GB	ROB	117.4	OZ	FO
MRN	115.3	EA	XX	OTR	113.9	G	ZN	ROD	113.4	DL	EM

Tablica 2.3.8 cd.

1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4
ROE	112.0	OZ	HP	SUA	116.5	OH	LU	TUC	113.6	3V8	FW
RON	114.2	I	GF	SUD	116.2	SM	GQ	TUL	108.4	F	CI
ROV	112.9	OH	MA	SUM	112.2	G	ZT	TUN	113.0	OE	HI
RTM	110.4	PA	CL	SUN	113.1	SM	IW	TUR	112.3	OH	LU
RTN	112.2	F	AH	SVL	113.7	EA	XX	TVD	108.2	EA	XB
RYG	113.5	LA	FT	SWG	111.8	DL	EO	TWN	109.2	PA	DM
SA	109.5	EI	VM	SXV	114.6	G	ZU	TZO	111.6	I	EF
SAB	112.5	G	YP	SYL	113.2	ON	BK	UGG	109.2	SM	FP
SAR	116.7	YU	JD	SZA	114.0	F	EB	UME	114.1	SM	KX
SAU	116.8	F	ZE	TAM	112.4	OH	LV	UPH	113.7	G	ZL
SBG	113.8	OE	GI	TAN	111.8	F	AD	VAN	115.2	TA	VY
SDA	113.6	LA	OE	TAN	114.0	YK	TT	VAS	114.5	OH	KX
SDI	114.0	F	CI	TAQ	111.8	I	FC	VDL	114.4	LA	FU
SDA	115.9	7X	BV	TAU	116.7	DL	EK	VES	116.9	SM	GQ
SEB	114.7	5A	HT	TBC	108.8	EA	WY	VFA	112.8	CT	WX
SFD	117.0	G	AK	TBN	114.9	TA	TB	VIC	113.4	I	FF
SIG	111.6	I	HX	TDP	110.6	F	CF	VIE	112.6	I	IB
SIT	113.3	SV	BU	TDV	113.2	EA	XZ	VIL	115.8	I	FF
SKA	115.0	SM	GS	TE	111.4	F	AD	VJF	117.8	EA	XW
SKG	112.8	LA	HC	TEA	112.9	I	GB	VKL	108.3	PA	CL
SKI	113.6	LA	ET	TEX	113.6	GI	KO	VLC	114.4	EA	ZZ
SKO	113.4	SV	LZ	TGA	117.4	LA	FW	VLL	114.0	OZ	GP
SKP	113.0	G	XP	TGL	112.3	DL	GM	VLN	111.0	G	YL
SKT	114.8	G	AM	TGO	112.5	DL	EI	VNR	111.4	G	ZK
SLN	115.8	DL	EI	TGR	108.4	SV	LY	VOG	113.6	I	EE
SLU	112.6	SM	LZ	TGR	114.6	CN8	XV	VRB	113.0	SM	GP
SMI	117.0	YU	JE	TGU	113.3	7X	DT	VRH	114.1	LA	CS
SMN	117.5	TA	SB	TIK	115.2	OH	MW	VSB	115.1	SM	JR
SNA	111.2	SM	HQ	TIR	117.7	G	WQ	VSN	115.3	SM	HS
SNN	113.3	EI	VM	TJZ	115.1	EA	YA	VTB	112.7	EA	YZ
SNU	115.5	OE	IH	TLA	113.8	G	YP	VV	112.5	LA	FX
SOL	114.2	LA	CS	TLD	113.2	EA	XZ	VYL	108.4	G	XN
SOR	112.2	I	HA	TLF	116.0	F	AD	WAL	114.1	G	YN
SPA	109.5	DL	DJ	TMS	112.5	7X	CO	WAZ	114.1	G	YN
SPL	115.7	YU	ID	TMT	108.4	EA	BZ	WBD	109.1	DL	EK
SPL	108.4	PA	CM	TOC	109.5	I	DF	WBU	116.7	DL	GI
SPR	113.9	HB	DG	TOF	114.1	DL	GM	WDT	115.0	PA	CL
SPV	113.7	EA	XX	TOP	114.5	I	DE	WET	108.8	G	AL
SPY	113.3	PA	CM	TOU	117.7	F	AD	WGM	113.5	OE	II
SRN	116.6	I	EP	TPI	114.5	5A	GS	WIK	108.4	G	YS
SRT	114.3	TA	UX	TR	111.4	F	AD	WIL	116.9	HB	DH
SSA	109.9	SM	IT	TRA	114.3	HB	EH	WK	113.2	UA	PQ
SSB	115.8	PA	CM	TRM	112.5	LA	FX	WLD	112.8	DL	FI
STB	111.6	DL	GI	TRP	108.8	I	GX	WRB	113.7	DL	EL
STG	116.4	EA	VC	TRO	113.8	LA	JD	WSR	112.9	DL	EN
STO	112.0	LA	GZ	TRS	114.3	SM	IS	WUN	116.9	DL	EM
STP	116.5	F	DD	TSL	112.1	SV	LA	WUR	110.2	DL	EJ
STR	115.6	F	DI	TSU	108.2	F	BI	WYP	109.6	DL	DL
STU	113.1	G	XM	TUA	114.0	SM	HS	YAA	112.5	TA	OA

1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4
YBR	111.2	PA	CM	ZBU	111.1	DL	DJ	ZMV	112.1	EA	ZB
YEN	113.7	TA	OA	ZEM	116.6	7X	BW	ZUE	115.0	HB	EH
YUP	110.5	YU	JD	ZIR	114.5	TA	QA	ZZA	113.0	EA	ZB
ZAG	113.7	YU	IP	ZMR	117.1	EA	XB				

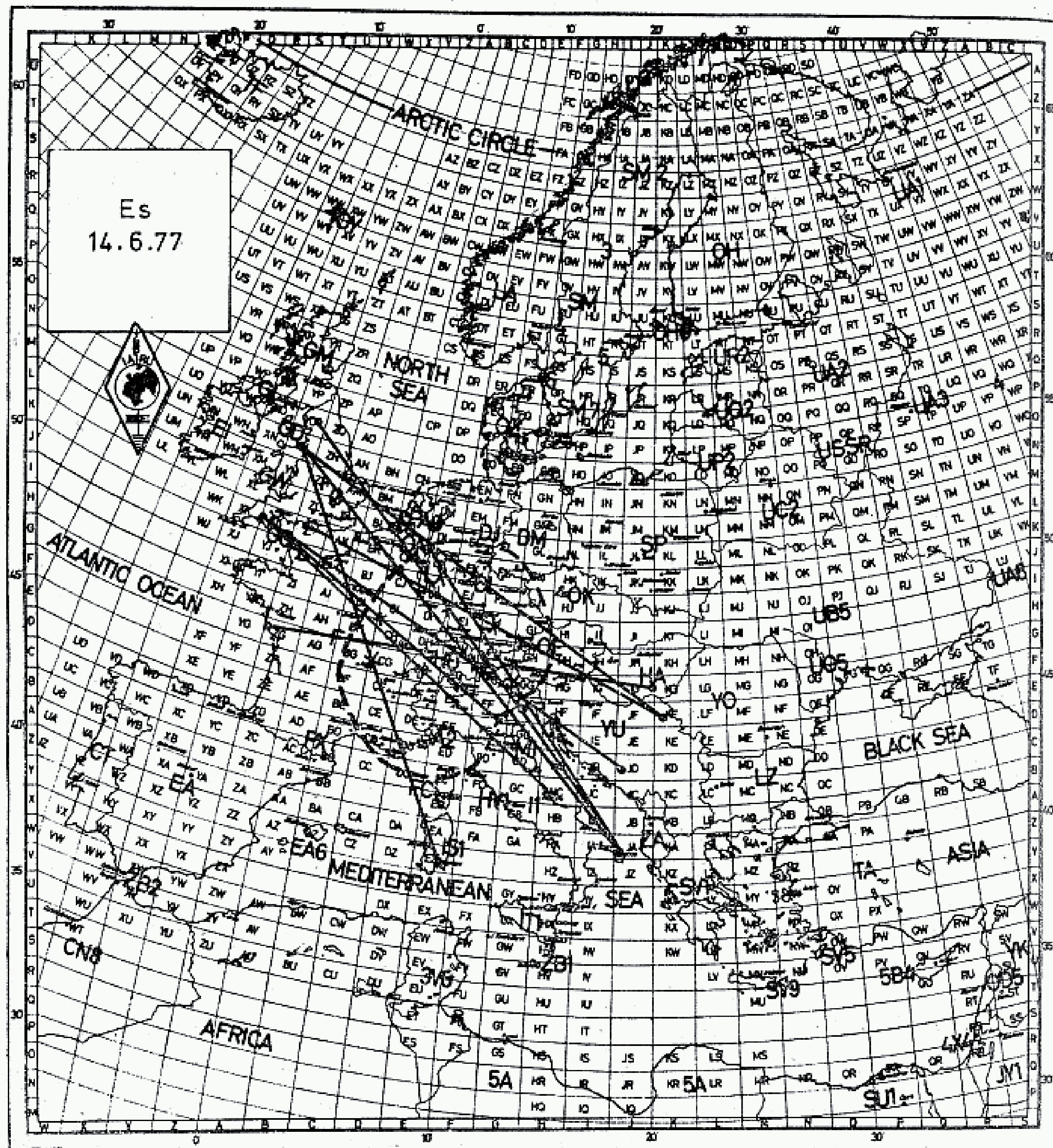


2.57. Obłok E_s o średnicy d_E pośredniczy w łączności w pasie dostępności między stacjami, których obszary dostępności pokrywają się. Wymiar obszaru dostępności jest dwukrotnie większy od wymiaru obłoku E_s

dokumentu BM/26 przedłożonego na konferencji I Regionu IARU w Brighton — 1981 wynika, że istnieją trzy strefy występowania E_s. W strefie równikowej E_s ma związek z równikowym strumieniem elektronowym (elektrojetem), w podbiegunowej z elektrojetem zorzowym, zaś w strefie umiarkowanej E_s wywołane jest „nożycami" wiatrów w jonosferze. Zjawisko to jest sezonowe, typowe dla okresu maja, sierpnia i występuje najczęściej nad obszarem Europy, objętym linią przerywaną na rys. 2.58a. Istnieje więc związek z położeniem Słońca, a korelacja z aktywnością powierzchni Słońca jest mała. W obszarze E jonosfery poziome wiatry zmieniają kierunek na niewielkiej różnicy wysokości.

Na poziomie 100 do 115 km wiatry wieją na wschód, zaś 10 km wyżej na zachód. Oddziaływanie tych wiatrów, w połączeniu z polem geomagnetycznym powoduje na średnich szerokościach geograficznych pionową kompresję istniejących jonów metali pochodzenia meteorowego w cienką warstwę o dużej gęstości elektronowej, zlokalizowaną w obszarze zerowej szybkości wiatrów. Na warstwę tę oddziałują z kolei fale grawitacyjne atmosfery (rozdz. 2.3.3) powodując lokalne zagęszczenia i rozrzedzenia, bądź to w płaszczyźnie poziomej, bądź w pionowej. Może to spowodować szczególnie intensywną koncentrację elektronów i wysokie f_{kr}.

a

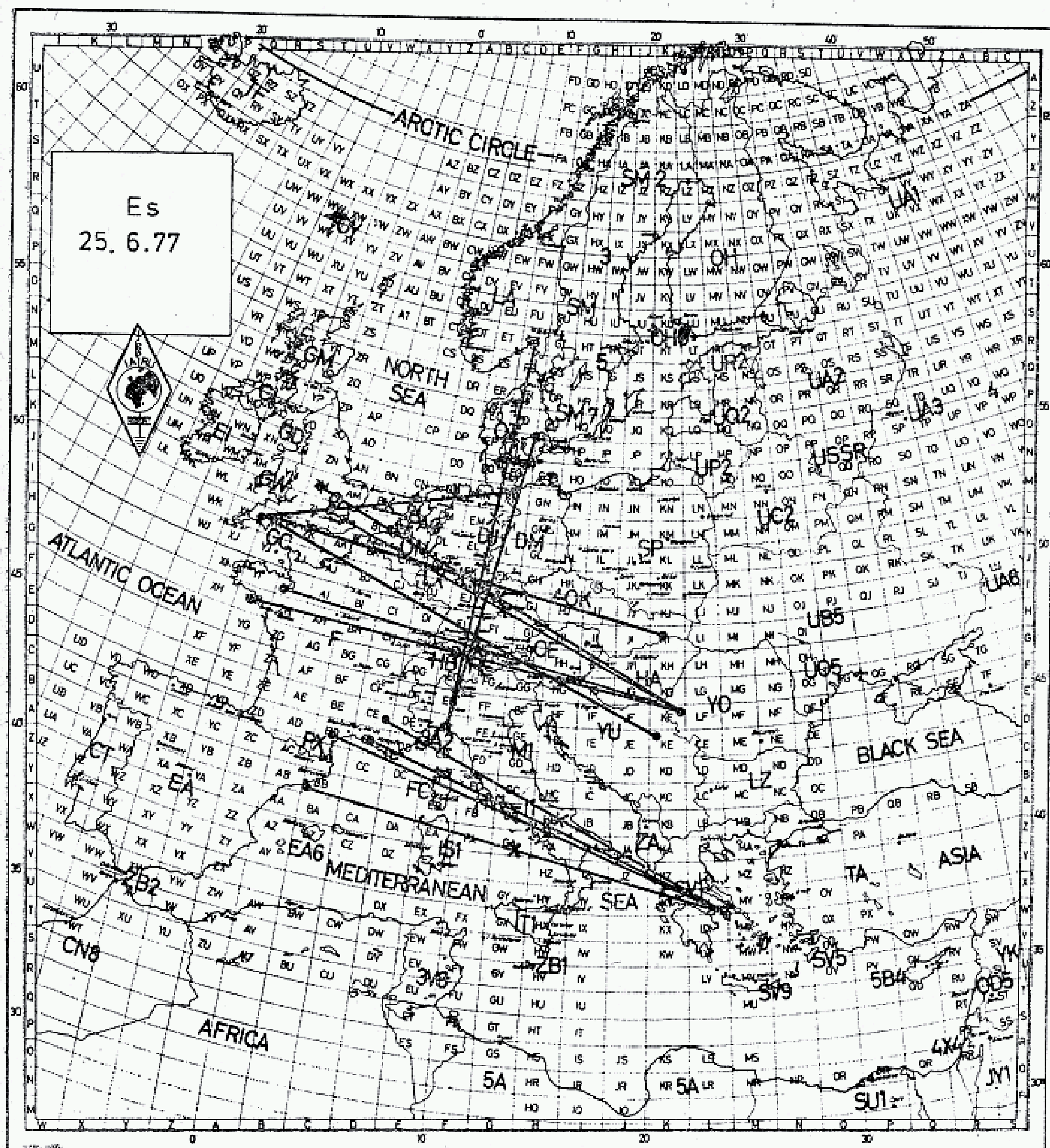


2.58. Linia kreskowana określa obszar najczęstszego występowania obłoków E_s. Krzyżyki określają miejsca obłoków pośredniczących w wykazanych łącznościach (a). Jednocześnie może wystąpić kilka obszarów skupiających obłoki E_s (krzyżyki na rys. b)

Niektórzy autorzy uważają, że jony metali są transportowane wiatrem pływowym N-S na wysokości 140 km aż do równika, tam są unoszone do warstwy F, gdzie z kolei są przenoszone wzdłuż linii pola magnetycznego w strefę wysokich szerokości. Tam ponownie wiatrem pływowym N-S na wysokości 140 km są transportowane na średnie szerokości, przy czym pod wpływem fali grawitacyjnej są przesuwane poniżej 130 km i tam dostają się w strefę wiatrów E-W, co wywołuje ich kompresję i wytworzenie się obłoku E_s.

W opisanym cyklu dodatkowym źródłem jonizacji mogą być roje meteorów, dostarczające na tej wysokości ciężkich, a więc mało ruchliwych jonów metali.

b



Kilkuletnie obserwacje wykazały, że sezon E_s rozpoczyna się w pierwszej dekadzie maja, uzyskując maksimum na początku czerwca i kończy się w ostatniej dekadzie lipca. Występują przy tym dwa maksima dzienne, jedno około godziny 8 czasu lokalnego, drugie, szerokie, między 16 i 18 czasu lokalnego (DM2DPL Funkamateur 8/78). Przy łącznościach E_s zasadą jest krótkie wołanie i krótkie QSO oraz unikanie częstotliwości zastrzeżonych dla innych rodzajów pracy (tabl. 1.4.1). Często zdarzają się przypadki, że słyszy się dwóch odległych korespondentów prowadzących długie lokalne rozmowy, niewrażliwych na wołania stacji DX-owej. Błąd polega na nie robieniu krótkich przerw przed przejściem na nadawanie.

2.4 Łączności za pośrednictwem Księżyca

2.4.1 Wiadomości wstępne

Łączność za pośrednictwem odbić od powierzchni Księżyca (ang.: *Moon-Bounce*, MB) należy do jednego z trudniejszych rodzajów działalności amatorskiej na UKF. Łączności te polegają na wysyłaniu z Ziemi sygnału radiowego w możliwie silnie skupionej wiązce w kierunku Księżyca. Niewielka część energii odbita od powierzchni Księżyca wraca na Ziemię i może być odebrana czułym urządzeniem odbiorczym przez innego amatora. Pierwsze udane próby uzyskania echa radiowego własnych sygnałów przeprowadził 10 stycznia 1946 r. John de Witt Jr., W4ERI w zespole z W3IYF, W2DMD i W2OQU, w ramach projektu Diana na zlecenie Pentagonu.

Pierwsza amatorska łączność została przeprowadzona w lipcu 1960 r. w paśmie 1296 MHz między W6HB i W1BU, a pierwsza łączność międzykontynentalna (w pasmie 144 MHz) w 1964 r. między W6DNG i OH1NL.

Łączność na trasie Ziemia-Księżyc-Ziemia (ang.: *Earth-Moon-Earth*, w skrócie EME) stała się dzisiaj dostępna dla wielu stacji amatorskich, wymaga jednak stosowania aparatury o bardzo wysokich parametrach technicznych. W 1982 r. czynnych było ponad 350 stacji EME w pasmach 144 i 432 MHz i pewna liczba w pasmach 1296 i 2304 MHz (tabl. 2.4.1). Stacje te urządzają stałe skedy w weekendy,

Tablica 2.4.1

Parametry techniczne w łączności EME przy średniej odległości Księżyca od Ziemi 384 400 km

Pasmo [MHz]	Tłumienie trasy [dB]	Zysk anteny ∅ = 4,6 m [dB]	Szumy odb. [dB]	Temper. nieba [K]	Moc nadajnika [W]	S/N przy 200 Hz [dB]	Szerokość wiązki anteny [stopnie]
50	243	—	—	—	—	—	—
144	252,5	17	1,0	250	700	−9	33
432	262	27	1,0	80	700	+5	11
1296	271,5	37	1,5	30	250	+13	3,7
2300	276	42	2,5	30	75	+8	2,1

tak że powstał już problem tłoku w części pasma wydzielonej dla EME. Ponadto co roku organizowane są zawody EME. W IV zawodach EME w 1981 r. brały udział 174 stacje, które przeprowadziły co najmniej jedno pełne QSO EME. W grupie single-operator wypadało po 19,5 QSO na stację.

W 1981 r. czynnych na EME było 34 kraje z wszystkich kontynentów i kilka stacji ma już dyplom WAC EME. W Polsce pierwsze nasłuchy stacji EME w pasmie 432 MHz przeprowadził w 1980 r. SP5JC dysponując poczwórną anteną typu Yagi 20 dBd + NEC 64538. W 1982 r. SP1DSU (obecnie SO1MN) przeprowadził kilkanaście nasłuchów w tym pasmie stacji europejskich i z USA, dysponując anteną 16×12 dipol typu Yagi oraz MGF1402. Pierwszą łączność w pasmie 144 MHz z Polski przeprowadził SP5CJT w dniu 23.9.84 w czasie zawodów EME. W krótkim czasie nawiązał 5 łączności z YU, DL, K, SM oraz słyszał 32 inne stacje. Dyspo-

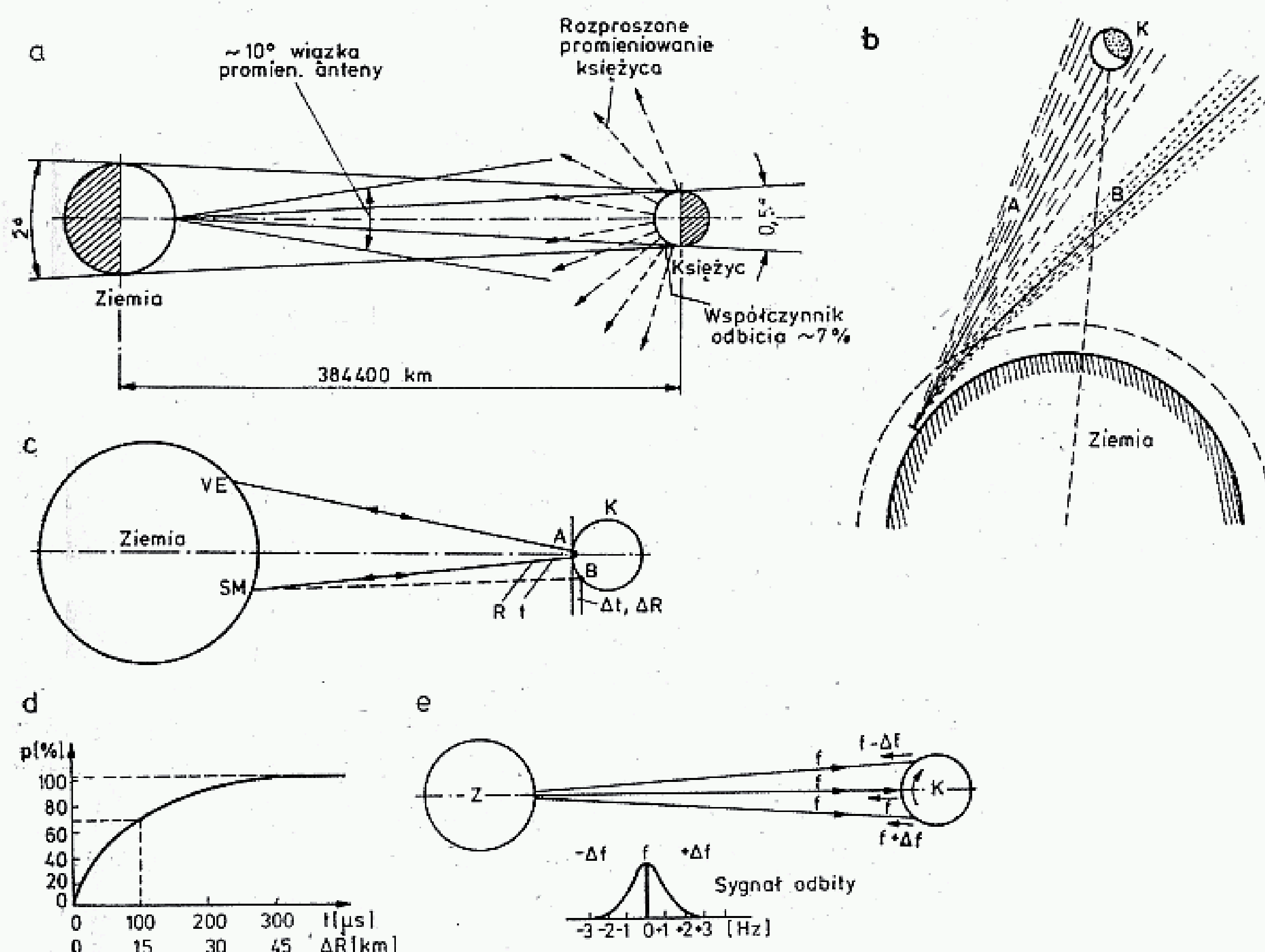
nuje on anteną $4 \times 3{,}2\lambda$ typu Yagi – QD, nadajnikiem 3SK48 o mocy $P_a = 250$ W, a odbiornik (3SK48) odbierał szumy słońca +6dB.

Ponieważ łączności EME są wizytówką szczytowych osiągnięć, problematyce tej poświęcono więcej miejsca w części operatorskiej, w części technicznej książki zaś podano układy zaczerpnięte z techniki EME, [47].

2.4.2 Księżyc jako ciało odbijające sygnały

Księżyc widziany z Ziemi ma średnicę kątową wynoszącą około 0,5°. Kulista powierzchnia Księżyca pochłania 93% padającej energii i tylko 7% odbija w sposób rozproszony. W promieniach radiowych Księżyc wygląda tak jakby bardzo ciemnoszara kula, której niewielka część środkowa (Sinus Medi) o średnicy około 340 km jest lekko błyszcząca. Fala radiowa odbita w kącie półprzestrzennym (π srd) trafia na Ziemię, która widziana jest z powierzchni Księżyca pod kątem 2° (rys. 2.59a). Znikoma część energii odbitej pada na antenę odbiorczą wywołując w niej sygnały elektryczne o poziomie niższym niż szumy termiczne Słońca i Ziemi.

Z tych powodów sygnały odbite od Księżyca mogą być odebrane tylko przy spełnieniu szczególnych warunków, dokładniej opisanych w dalszej części.



2.59 a — Trasa łączności Ziemia—Księżyc—Ziemia, b — Wiązka *A* promieniowana pod niskim kątem elewacji skutkiem ugięcia w troposferze i jonosferze może ominąć Księżyc (*B*), c — Droga i czas przechodzenia sygnału z SM do VE w odbiciu od punktu *B* na powierzchni Księżyca zamiast od środka, tj punkt *A*, są dłuższe o ΔR i Δt, d — Procent energii odebranej po czasie odbioru podanym na osi odciętych — zjawisko wydłużenia sygnału, e — Libracja Księżyca wywołuje dopplerowskie rozszczepienie fali odbitej ±2 Hz na 144 MHz i ±18 Hz na 1296 MHz

Odległość Księżyca od Ziemi zmienia się od 356 334 km (perygeum) do 406 600 km (apogeum), średnio o 384 000 km, co wywołuje zmiany średnicy kątowej od 29'21" do 33'30". W kalendarzach astronomicznych dla każdego dnia podawany jest promień widzialny Księżyca r_K, na podstawie którego można obliczyć odległość ze wzoru:

$$D = 1738/\sin r_K \quad [\text{km}, °] \tag{2.66}$$

Perygea i apogea następują po sobie w odstępach około 14 dni.

2.4.3 Tłumienie trasy

Tłumienie trasy A_{EME} obejmujące tłumienie wolnej przestrzeni i odbicia zależy od częstotliwości i dla średniej odległości Księżyca (384 000 km) podane jest w tablicy 2.4.1, [36]. Gdy Księżyc znajduje się w perygeum (356 400 km), tłumienie jest mniejsze o 1 dB, zaś w apogeum (406 700 km) większe o 1 dB, co przy tak słabym sygnale ma już duże znaczenie.

Z tych powodów wiele skedów jest uzgadnianych w czasie tzw. okna (ang.: *Window Time*), tj. gdy Księżyc znajduje się w pobliżu perygeum, daleko od Słońca, na tle zimnego nieba przy wysokiej północnej deklinacji i w zasięgu widoczności obu stacji możliwie wysoko nad horyzontem.

Analizując tablicę 2.4.1. w pierwszej chwili można dojść do wniosku, że łatwiejsze warunki łączności występują przy mniejszych częstotliwościach. Okazuje się jednak, że wprawdzie tłumienie trasy zwiększa się proporcjonalne do f, lecz jednocześnie dla anten o stałej aperturze fizycznej (powierzchni czynnej) zysk anten zwiększa się także proporcjonalnie do f^2 i stąd poziom sygnału nie ulegnie zmianie, zaś nieco większy poziom szumów wzmacniacza wejściowego na większych częstotliwościach jest kompensowany niższym poziomem szumów kosmicznych (dokument MT 29 I Regionu IARU 1978 r.).

W tablicy 2.4.1 podano także zysk G osiągalny z anteny parabolicznej o średnicy 4,6 m, szumy (NF) przeciętnego współczesnego przedwzmacniacza, temperaturę nieba T_s, typową moc nadajników doprowadzaną do anteny, szerokość wiązki głównej anteny α, stosunek sygnału do szumu S/N przy pasmie odbiornika $B = 200$ Hz.

Powtórna analiza tablicy wykazuje, że korzystniejsze warunki energetyczne łączności EME występują w pasmie 1296 MHz niż w 144 MHz. W praktyce jednak najłatwiej jest rozpocząć pracę EME w pasmie 432 MHz, gdyż uzyskanie mocy 700 W na tej częstotliwości jest łatwiejsze niż 250 W w pasmie 1296 MHz. Ponadto wąska wiązka anteny w pasmie 1296 MHz stwarza dodatkowe problemy związane z prowadzeniem wiązki w ślad za ruchem Księżyca.

2.4.4 Ruchy Księżyca

Fala radiowa wysłana w kierunku Księżyca, przechodząc przez atmosferę ulega ugięciu opisanemu w rozdziałach 2.2.3 i 2.3.4. Ugięcie to zależy od warunków meteorologicznych, stanu jonosfery i jest zmienne. Skutkiem tego fala wypromieniowana

może Księżyc ominąć (rys. 2.59b). Ryzyko takiego zdarzenia jest tym większe, im większy jest zysk anteny, gdyż wiąże się to z zawężaniem wiązki głównej promieniowania anteny.

Łączności EME przeprowadza się często przy braku widoczności Księżyca. Wymaga to określenia położenia Księżyca, tj. azymutu AZ i elewacji β dla danej chwili na podstawie przeliczeń matematycznych.

Księżyc przesuwa się na tle gwiazd z prędkością kątową około 13,2° na dobę, tj. 0,549°/h z zachodu na wschód, przy czym ruch ten jest bardzo zawiły [14]. Dalej podano tylko podstawowe określenia potrzebne do obliczenia położenia Księżyca w czasie planowanej łączności EME.

Okres, w ciągu którego Księżyc obiega Ziemię dookoła i wróci do tego samego miejsca na niebie na tle gwiazd nazywa się miesiącem gwiazdowym. Wynosi on średnio 27,3217 dni. W wyniku ruchu Ziemi wokół Słońca, Słońce przesuwa się ruchem pozornym na tle gwiazd z prędkością kątową około 1° na dobę, także w kierunku wschodnim. Skutkiem tego Księżyc znajduje się w tym samym położeniu w stosunku do Słońca, na przykład Nów, po miesiącu gwiazdowym, do którego trzeba dodać czas na dogonienie Słońca (około 27°), to jest po czasie $29^d12^h44^m8^s$ czyli 29,5306 dni średnich. Ten okres nazywany jest miesiącem synodycznym.

Księżyc porusza się po niebie z niejednostajną prędkością kątową, a jego droga po nieboskłonie jest nachylona do ekliptyki pod kątem 4°58′ do 5°20′, średnio 5°9′. Punkty przecięcia się tej drogi z ekliptyką noszą nazwę węzłów wstępującego i zstępującego. Węzły stale przesuwają się ze wschodu na zachód i ich długość ekliptyczna maleje (cofają się), a całą ekliptykę obiegają w ciągu 18,6 lat.

Okres między dwoma kolejnymi przejściami Księżyca przez ten sam węzeł nazywa się miesiącem smoczym i wynosi 27,21222 dni. Apogeum i perigeum Księżyca przesuwa się z zachodu na wschód z prędkością +40,7° na rok.

Deklinacja δ Księżyca, czyli odległość kątowa od równika niebieskiego zmienia się prawie sinusoidalnie z okresem wynoszącym około 14 dni. Amplituda zmian deklinacji zależy od położenia węzłów na ekliptyce i zmienia się w granicach 28,6° do 18,3°.

2.4.5 Charakter sygnału odbitego, polaryzacja

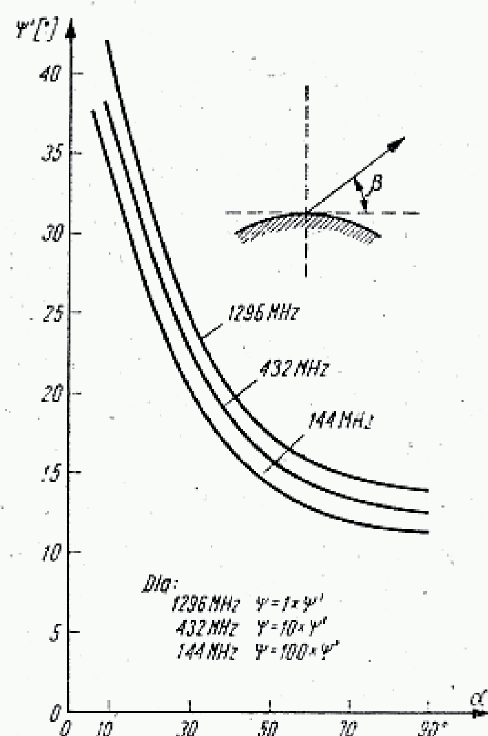
Księżyc obraca się wokół własnej osi tak, że w stosunku do Ziemi jest stale zwrócony tą samą stroną. Obrót ten jest jednak nierównomierny i wskutek tzw. libracji która ma 3 składowe (w kierunku długości Księżycowej ±7°54′, szerokości ±6°50′) miejsca odbicia sygnału z jednej strony zbliżają się do Ziemi, z drugiej oddalają. Wywołuje to przesunięcie dopplerowskie jednocześnie dodatnie i ujemne o wartości dochodzącej do 2 Hz na 144 MHz, 6 Hz na 432 MHz i 18 Hz przy 1296 MHz.

Libracja powoduje także zmianę obrazu interferencyjnego sygnału odbitego i występowanie szybkich zaników (0,1 do 2s) o głębokości 4÷5 dB, nadając sygnałom charakterystyczną wibrację (ang.: *fluttering*). Utrzymuje się ona w ciągu około 50% czasu i maleje do zera w chwili zwrotnych ruchów libracji Księżyca. Ponieważ Księżyc jest kulą o promieniu 1738 km, zewnętrzne partie kręgu odbijającego w kierunku Ziemi, o średnicy około 340 km, położone są dalej od Ziemi o 8 km, co od-

powiada dłuższemu o 100 μs czasowi przebiegu fali radiowej (rys. 2.59c). Powoduje to rozmycie czoła fali i ogranicza szerokość wstęgi modulacji nadajnika do 10 kHz (rys. 2.59 d i e).

Fale radiowe, przechodząc przez jonosferę ziemską, podlegającą licznym zaburzeniom oraz w wyniku ruchu obrotowego Ziemi, ulegają przesunięciu dopplerowskiemu. Po wschodzie Księżyca nad horyzontem, stacja zbliża się do niego, częstotliwość rośnie, przed zachodem Księżyca stacja oddala się, skutkiem czego częstotliwość maleje. Wypadkowe przesunięcie częstotliwości w pasmie 432 MHz może wynieść nawet 1500 Hz.

Fala radiowa przechodząc przez jonosferę ulega, pod wpływem pola magnetycznego Ziemi rozszczepieniu i pojawia się polaryzacja eliptyczna, ze zmieniającą się płaszczyzną polaryzacji. Zjawisko to nazywane jest efektem Faradaya. Skręcenie płaszczyzny polaryzacji zależy od długości drogi w jonosferze, jej położenia w stosunku do pola magnetycznego, a tym samym od kąta elewacji i kwadratu częstotliwości.



2.60. Faradayowskie skręcenie płaszczyzny polaryzacji zależy od kąta elewacji β i od częstotliwości

Na rysunku 2.60 pokazano wartości największych kątów skręcenia. Na przykład przy częstotliwości 144 MHz i przy niskim położeniu Księżyca (elewacja $\beta = 10°$) skręt płaszczyzny przekracza 360° i wynosi 3360°, tj. $9 \times 360° + 120°$. Na fali 432 MHz wyniesie ono 372°, a na 1296 MHz tylko 41,5°. Skręcenie w fali powracającej od Księżyca ma zwrot przeciwny i wypadkowe skręcenie płaszczyzny polaryzacji jest ich różnicą. Jest ono zależne od stanu jonosfery i pola magnetycznego, a ulega powolnym zmianom o okresie 10 min do 2 h, zależnym od położenia Księżyca. Wypadkowe skręcenie płaszczyzny polaryzacji w pasmie 432 MHz latem wynosi około 90°, zaś zimą maleje do 30°, a także jest większe w dzień niż w nocy (Dubus 4/75).

Aby uniknąć pogoni za zmieniającą się polaryzacją, co w większości anten dipolowych z polaryzacją liniową jest bardzo trudne, stosuje się anteny z polary-

zacją kołową. Należy przy tym pamiętać, że fala spolaryzowana kołowo po odbiciu zmienia zwrot, tzn. jeśli nadajemy falę z polaryzacją kołową prawoskrętną, to po odbiciu będzie ona falą lewoskrętną. Z tych to powodów do łączności EME nie stosuje się anten typu helical (spiralnych), a jedynie skrzyżowane dipole z przełączanym zwrotem.

Przy odbiorze fali spolaryzowanej kołowo za pomocą anteny z polaryzacją liniową powstają dodatkowe strefy polaryzacyjne 3 dB. Przy współpracy dwóch anten o polaryzacji liniowej i zgodności płaszczyzn strat dodatkowych nie ma, lecz gdy sygnał odbierany jest skręcony o 90°, to powinien być on zupełnie nie odbierany. Ponieważ efekt Faradaya powoduje zamianę polaryzacji liniowej na eliptyczną, sygnał maleje w krytycznym przypadku na ogół nie więcej niż o 20 dB. Skręcenie polaryzacji jest powodem często występującego zjawiska nie odbierania własnego echa, mimo możliwości przeprowadzania łączności z innymi stacjami.

2.4.6 Określenie położenia Księżyca

Warunkiem nawiązania łączności EME jest trafienie wiązkami promieniowania obu anten w Księżyc i utrzymanie ich na nim w czasie seansu łączności, mimo zmiany położenia Księżyca na nieboskłonie. Najczęściej stosowane anteny mają zysk co najmniej 25 dBi, czyli 22,9 dBd i szerokości wiązki głównej wynoszące najwyżej 12° do poziomu — 3 dB. Ponieważ w łącznościach EME w ogólnym bilansie liczy się każdy decybel, szerokość wiązki anteny określa się przez podanie spadku o -1 dB i wynosi ona mniej niż 6°, [37]. Z tych powodów położenie anteny oraz Księżyca należy ustalać z dokładnością do $\pm 1°$ i to niezależnie od tego czy Księżyc jest widoczny, czy też jest za chmurami.

Położenie Księżyca określamy podając azymut AZ, tj. kąt liczony wzdłuż linii horyzontu od kierunku północnego przez wschodni, oraz kąt elewacji β nazywany także wysokością, liczony od linii horyzontu w kierunku do zenitu. Księżyc przesuwa się po nieboskłonie kreśląc łuki z szybkością około 0,25°/min. Wymaga to korygowania położenia anteny co 10 do 15 minut, tak w azymucie, jak i elewacji.

W czasie tzw. kulminacji Księżyc przechodzi przez południk geograficzny stacji (południk miejscowy) i azymut AZ = 180°, elewacja uzyskuje wartość największą. Moment kulminacji zależy od położenia Księżyca we współrzędnych gwiazdowych (rektascensja α), daty i długości geograficznej stacji λ. Wartość elewacji zależy od deklinacji δ we współrzędnych gwiazdowych i szerokości geograficznej stacji λ oraz godziny.

Położenie Księżyca we współrzędnych gwiazdowych podawane jest w kalendarzach astronomicznych dla każdego dnia i długości południka zerowego ($\lambda = 0$) przechodzącego przez Greenwich dla godziny 00.00 UT. Kalendarze opracowane przez Instytut Geodezji i Kartografii znajdują się w każdym obserwatorium astronomicznym w Polsce oraz podobne można nabyć w księgarniach wydawnictw radzieckich (Astronomiczeskij Kalendar-Nauka-Moskwa). Bardziej szczegółowe dane, w odstępach 10 minutowych podawane są w Efemerydach Księżyca wykorzystywanych w nawigacji morskiej i powietrznej.

W tablicy 2.4.2 podano przykład efemeryd dla Księżyca dla miesiąca sierp-

Efemerydy Księżyca

Числа	Восход	Верхняя кульминация	Заход	Азимуты точек восхода	Азимуты точек захода	α	δ	r
	для λ = 0ч и φ = 56°					в 0ч всемирного времени		
	Август							
	ч м	ч м	ч м	−°	+°	ч м с	° ′	′
1	22 53	6 27	14 45	127	125	2 50 01	+17 30,9	15,1
2	23 35	7 18	15 51	130	129	3 42 20	19 42,9	15,3
3	— —	8 12	16 50	—	130	4 37 25	20 58,2	15,6
4	0 30	9 08	17 40	130	128	5 34 51	21 05,9	15,8
5	1 38	10 06	18 20	127	124	6 33 51	19 58,4	16,1
6	2 57	11 04	18 53	122	117	7 33 22	17 34,2	16,3
7	4 22	12 01	19 19	114	109	8 32 28	13 59,7	16,5
8	5 51	12 56	19 41	105	99	9 30 33	9 28,7	16,6
9	7 21	13 51	20 01	95	90	10 27 29	+4 20,8	16,6
10	8 50	14 44	20 22	84	80	11 23 30	−1 01,8	16,5
11	10 18	15 38	20 43	75	71	12 19 03	6 16,9	16,4
12	11 43	16 32	21 08	66	63	13 14 36	11 04,3	16,3
13	13 04	17 26	21 38	58	56	14 10 30	15 07,4	16,1
14	14 19	18 20	22 15	53	52	15 06 48	18 13,2	15,9
15	15 25	19 15	23 02	50	50	16 03 17	20 13,4	15,7
16	16 19	20 08	23 59	50	50	16 59 25	21 04,4	15,5
17	17 02	21 00	— —	52	—	17 54 32	20 47,3	15,3
18	17 35	21 48	1 01	56	53	18 48 02	19 27,2	15,3
19	18 02	22 36	2 08	62	58	19 39 32	17 12,6	15,0
20	18 23	23 21	3 18	69	65	20 28 55	14 13,4	14,9
21	18 41	— —	4 28	76	72	21 16 20	10 40,2	14,8
22	18 57	0 04	5 38	84	79	22 02 11	6 43,5	14,8
23	19 12	0 46	6 47	91	87	22 46 57	−2 33,3	14,7
24	19 28	1 28	7 56	99	95	23 31 12	+1 41,2	14,7
25	19 44	2 09	9 04	107	103	0 15 34	5 51,2	14,7
26	20 03	2 52	10 13	113	111	1 00 39	9 48,2	14,8
27	20 26	3 36	11 22	119	117	1 47 03	13 23,4	14,8
28	20 54	4 22	12 30	125	123	2 35 18	16 27,8	15,0
29	21 31	5 10	13 35	128	127	3 25 46	18 51,7	15,1
30	22 18	6 02	14 36	129	129	4 18 37	20 24,8	15,3
31	23 18	6 55	15 29	128	129	5 13 42	+20 57,4	15,5

● 7 августа 11 ч. 58 м.
☽ 14 » 2 ч. 24 м.
○ 21 » 19 ч. 48 м.
☾ 29 » 23 ч. 20 м.
Луна в перигее 8 августа 20 ч.
Луна в апогее 24 » 3 ч.
Луна в нисходящем узле 2 авг. 1 ч.
Луна в восходящем узле 14 » 14 ч.
Луна в нисходящем узле 29 » 3 ч.

Соединения планет с Луной:
1 авг. 12 ч. 48 м. Марс на 2° к югу
6 » 6 ч. 18м. Сатурн на 4° к сев.
9 » 6 ч. 48 м. Венера на 0°, 7 к югу
12 » 14 ч. 30 м. Уран на 3° к се в.
15 » 11 ч. 36 м. Нептун на 0°, 4 к сев.
26 » 16 ч. 42 м. Юпитер на 4° к югу
30 » 5 ч. 06 м. Марс на 0°, 2 к сев

nia 1975 r. Ponieważ kalendarz astronomiczny jest łatwiej dostępny, podano tu metodę określania położenia Księżyca na podstawie danych z tego kalendarza.

Planując pracę EME najpierw szukamy okresu, w którym Księżyc jest oddalony od Słońca co najmniej o 45° (3 h) oraz, gdy korespondent znajduje się na półkuli północnej, okresu w którym Księżyc ma możliwie dużą deklinację dodatnią, przy czym jednocześnie znajduje się w pobliżu perygeum.

Patrząc na tablicę 2.4.2 wybieramy datę 30 sierpnia 1975 r. i odczytujemy czas kulminacji dla południka zerowego $t_G = 06.02$ UT, czemu odpowiada $t_G = 6{,}03$ h oraz deklinację $\delta = 20°24{,}8' = 20{,}413°$, $r_K = 15{,}3'$, a dla szerokości $\varphi = 56°$ wschód o 22.18 UT i zachód o 14.36 UT. Obliczenie przeprowadzono dla stacji SP1DSU położonej w Szczecinie, o współrzędnych: $\lambda = 14°30' = 14{,}6°$ i $\varphi = 53°25' = 53{,}42°$. Przejście z zapisu minut na dziesiętne stopnia, względnie godziny, ma na celu ułatwienie obliczeń na kalkulatorze. Najpierw wyznacza się prędkość równikową ω Księżyca, uwzględniającą ruch Księżyca i Słońca. Odczytuje się momenty kulminacji dnia poprzedniego t'_G, następnego t''_G i oblicza prędkość kątową ze wzoru:

$$\omega = \frac{720°}{t''_G - t'_G + 48} \tag{2.67}$$

W omawianym przykładzie będzie: $\omega = 720/(6{,}92-5{,}17+48) = 14{,}472°/\text{h}$. Moment kulminacji na długości geograficznej λ następuje w chwili t_λ:

$$t_\lambda = t_G - \frac{\lambda}{\omega} \tag{2.68}$$

czyli $t_\lambda = 06.02\ \text{UT} - 14{,}5°/14.472° = 05.02$ UT.

Podobnie dla szerokości $\varphi = 56°$ moment wschodu 21.18 UT i zachodu 13.36 UT, a następnie wprowadzamy poprawkę dla przejścia na szerokość $\varphi = 53°$, która wynosi około 2 minuty i orzymuje się: wschód 21.20 UT, zachód 14.34 UT. Dla szerokości $\varphi = 50°$ poprawka wyniesie 8 minut.

Deklinacja Księżyca zmienia się w przybliżeniu sinusoidalnie w okresie 27,212 dni, [38]. Dla małych różnic czasu odcinki sinusoidy można zastąpić prostymi. Szybkość zmiany deklinacji wynosi:

$$\omega_\delta = \frac{\delta'' - \delta}{24} \tag{2.69}$$

gdzie: δ — deklinacja w dniu wyznaczonym,
δ'' — deklinacja w dniu następnym.

Obliczamy: $\omega_\delta = (20{,}957° - 20{,}4314°)/24\ \text{h} = 0{,}0226°/\text{h}$.

Deklinacja w chwili t_λ wynosi δ_t:

$$\delta_t = \delta_G + \omega_\delta(t_\lambda - t_G) \tag{2.70}$$

Stąd deklinacja w chwili $t_\lambda = 5{,}03$ h wyniesie:
$\delta_G + 0{,}0226 \cdot 1 = 20{,}436°$. W chwili kulminacji w Szczecinie AZ = 180°, zaś elewację β oblicza się ze wzoru i otrzymuje się:

$$\beta = 90° - \varphi + \delta = 90 - 53{,}42 + 20{,}44 = 57{,}02° \tag{2.71}$$

Znając położenie Księżyca w chwili kulminacji AZ = 180°, $\beta = 57°$ poszukiwane jest położenie Księżyca w chwilach wcześniejszych i późniejszych, np. co 1 godzinę, tj. $\Delta t = +1$ h, +2 h, +3 h itd oraz −1 h, −2 h itd.

Do obliczeń pomocne są następujące wzory, [37, 38]:

$$\beta = \arcsin(\cos\Delta t \cos\delta \cos\varphi + \sin\delta \sin\varphi) \tag{2.72}$$

oraz

$$AZ = 360 - \arccos \frac{\sin\delta - \sin\beta \sin\varphi}{\cos\beta \cos\varphi} \tag{2.73}$$

lub

$$AZ = 180 + \arcsin \frac{\cos\delta \sin\Delta t}{\cos\beta} \tag{2.73b}$$

zaś gdy AZ > 90° stosuje się wzór:

$$AZ = 360 - \arcsin \frac{\cos\delta \sin\Delta t}{\cos\beta} \tag{2.73c}$$

Azymut można wyznaczyć także bez obliczenia elewacji β ze wzoru:

$$AZ = \operatorname{arctg} \frac{\sin\Delta t}{\sin\varphi \cos\Delta t - \cos\varphi \operatorname{tg}\delta} \tag{2.73d}$$

W omawianym przykładzie dla $\Delta t = 1$ h = 15°:

$$\beta_1 = \arcsin(\cos 15° \cos 20{,}44° \cos 53{,}42° + \sin 20{,}44° \sin 53{,}42°) = 55{,}07°.$$

Podobnie dla $\Delta t = 2$ h = 30°

$$\beta_2 = 49{,}82° \text{ itd.}$$

$$AZ_1 = 180 + \arcsin \frac{\cos 20{,}44° \sin 15°}{\cos 55{,}07°} = 205.06° \text{ oraz}$$

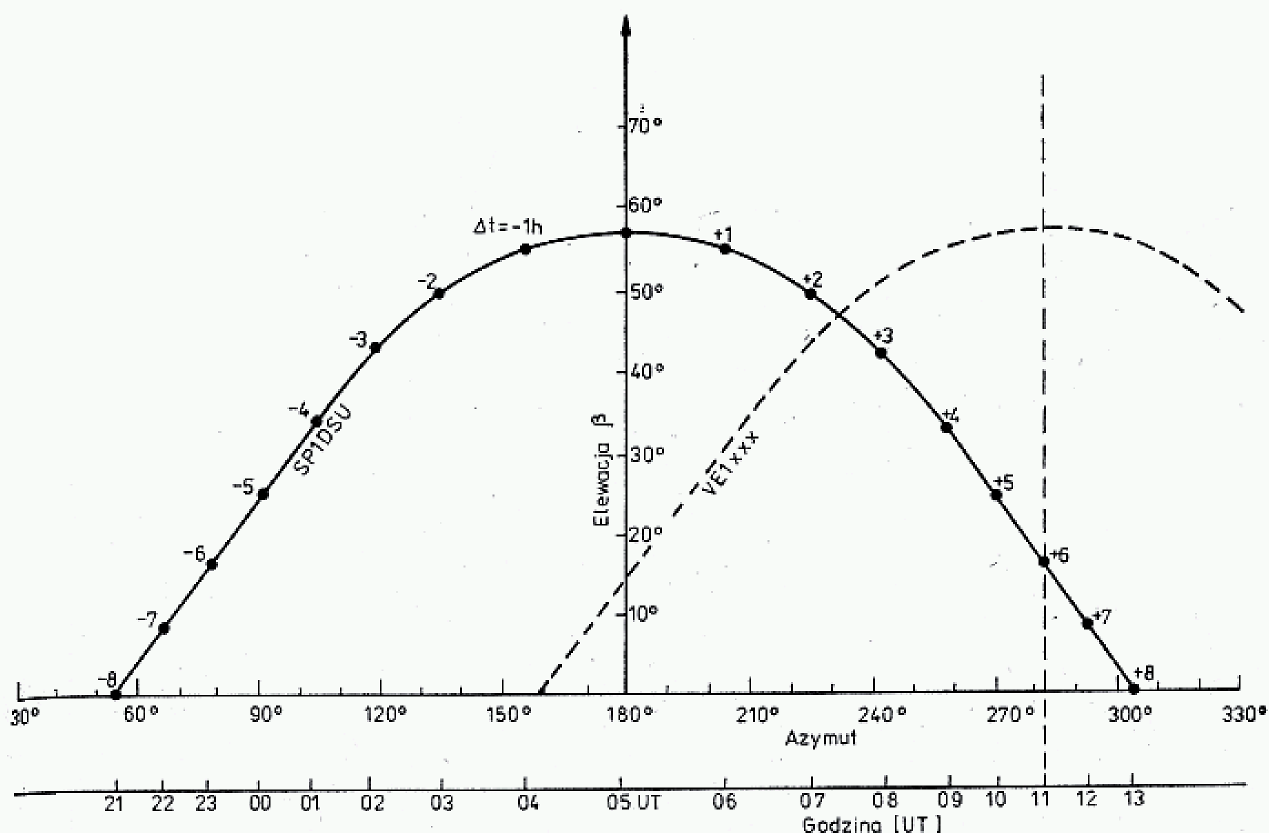
$$AZ_2 = 226{,}57°.$$

W obliczeniach tych pominięto poprawkę na δ z tytułu upływu czasu i paralaksę. Dla chwili $\Delta t = -1$ h, −2 h itd., otrzymuje się te same elewacje β, zaś azymuty oblicza się ze wzoru (2.73b) zmieniając znak:

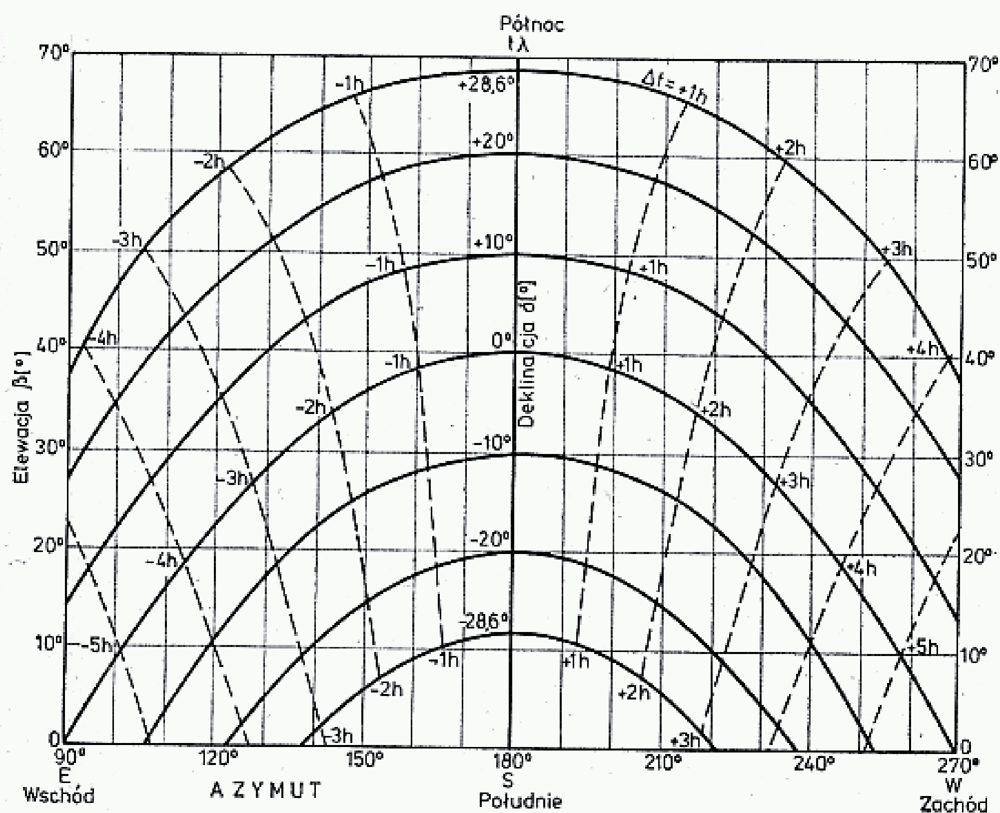
AZ = 180 — arc sin ....

Na podstawie wykonanych obliczeń kreśli się trasę Księżyca jak na rys. 2.61. Robiąc podobne obliczenia dla korespondenta, np. VE1XXX w Montrealu (λ = = 75 W, φ = 54°N) odległego w długości geograficznej o kąt 75°+15° = 90°, czemu odpowiada 6 h lub przesuwając cały wykres dla Szczecina o 6 h w prawo, możemy nakreślić orientacyjne położenie Księżyca dla stacji w Montrealu (linia przerywana). Z rysunku tego odczytujemy, że obie stacje widzą Księżyc jednocześnie między 04.10 UT i 13.10 UT oraz że optymalny czas łączności EME, tj. gdy Księżyc świeci najwyżej nad horyzontem, wystąpi między godziną 07 i 08 UT.

W powyższej metodzie położenie Księżyca dla czasu $\Delta t \leqslant 1$ h jest ustalone z odchyleniem nie większym od 1°. Przy większych różnicach czasu, na skutek wy-



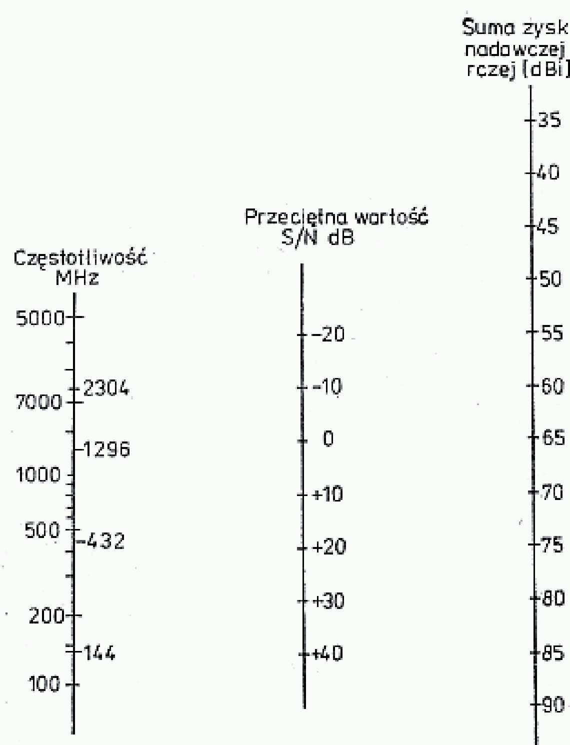
2.61. Trasa Księżyca dla stacji SP1DSU w dniu 30.8.1975 r. Kulminacja następuje o 05.03 UT. Linią przerywaną pokazano deklinację Księżyca dla stacji w Kanadzie. Obie stacje widzą Księżyc jednocześnie między 04.10 i 13.10 UT, optymalna chwila dla łączności EME występuje między 07 UT i 08 UT



2.62. Krzywa tras Księżyca przy różnych deklinacjach dla szerokości geograficznej $\varphi = 50°N$

stępującej w międzyczasie zmiany deklinacji δ oraz większej paralaksy odchylenie rośnie do kilku stopni.

Większą dokładność uzyskuje się stosując dane efemeryd Księżyca, podające deklinację i kąt godziny w odstępach 10 minutowych oraz poprawki ze względu na paralaksę, którą zawsze odejmujemy, np. dla $\beta = 55°$ odejmujemy 0,5°.



2.63. Nomogram do orientacyjnego wyliczenia stosunku sygnału do szumu S/N przy znanej sumie zysku obu anten w łączności EME, gdy moc doprowadzona do anteny $P_T = 500$ W, szumy odbiornika $F = 0$ **dB** i szerokość wstęgi $B = 100$ Hz

Chcąc uniknąć wielu obliczeń AZ i β dla różnych Δt przy zmieniającej się deklinacji, można posłużyć się rysunkiem 2.62, opracowanym dla $\varphi = 50°$.Mając obliczoną elewację β w chwili kulminacji odszukuje się na osi pionowej odpowiedni punkt i kreśli krzywą równoległą do pogrubionych linii trasy księżyca i odczytuje AZ i β dla czasów Δt. Dla szerokości $\varphi_2 > 50°$ od otrzymanej wartości elewacji β odejmuje się różnicę szerokości, np. dla Szczecina odejmuje się $53{,}4° - 50° = 3{,}4°$. W literaturze znajdują się przykłady programów umożliwiające komputerowe obliczenie położenia Księżyca wg podanej metody.

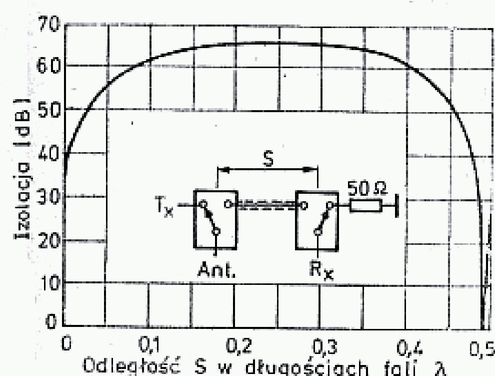
2.4.7 Parametry techniczne stacji EME

Większość stacji pracujących w pasmach 144 i 432 MHz doprowadza do anteny moc 500÷700 W, a w pasmie 1296 MHz 50 do 250 W. Stosowane są stopnie końcowe z lampami: 2× 4CX250B, 4× 2C39, 2×GI7B, 4CX350B, lecz pewna liczba stacji pracuje z mocą 150 W i pojawiają się już pierwsze całkowicie tranzystorowe nadajniki. Bardzo istotne jest stosowanie mało stratnych kabli.

Straty na trasie od nadajnika do anteny wraz z przełącznikiem nadawanie/odbiór (N/O) nie powinny przekraczać 1 dB, a u większości stacji nie przekraczają 0,5 dB. Stosuje się kable o średnicach 20 do 70 mm, z dielektrykiem pełnym lub spienionym, a także wypełnione sprężonym powietrzem. Bardzo ważne jest dobre ekranowanie kabla.

Tłumienie promieniowania powinno być większe od 60 dB. Stosuje się wyłącznie złącza typu N lub specjalnie dobrane do rodzaju użytego kabla. W torze odbiorczym stosuje się z reguły przedwzmacniacze umieszczone tuż przy antenie po przełączniku N/O. Kable zasilające poszczególne sekcje anteny i przełącznik N/O muszą być jak najmniej stratne, dodatkowe straty 0,25 dB mogą pogorszyć stosunek sygnału do szumu S/N nawet o 1 dB.

W przedwzmacniaczach stosuje się tranzystory bipolarne i polowe typu BFR34a, BFR91, 3B211, BF900, NEC64535, BFT66, a ostatnio Ga As FeT NEC 417, MGF 1400, MGF 1403, MGF 1412, pozwalające na uzyskanie 0,7 dB NF nawet przy częstotliwości 4 GHz. Tranzystory przedwzmacniacza są bardzo wrażliwe na przesterowania. Dopuszcza się trwałe obciążenie wejścia tranzystora mocą 1 mW, chwilowo do 100 mW. Wymaga to stosowania w przełączniku N/O doskonałej izolacji między wejściem TX i RX, co najmniej 60 dB. Większość przełączników ma izolację 30 do 40 dB, stosuje się więc między przełącznikiem N/O i przedwzmacniaczem drugi przekaźnik oddalony o 0,1 do 0,25 λ od N/O, gdyż bezpośrednie połączenie dwóch przekaźników daje poprawienie izolacji zaledwie o 6 dB (rys. 2.64).



2.64. Izolacja dwóch przekaźników antenowych, każdy po 30 dB izolacji, w zależności od długości linii łączącej *S*.

Kabel od przełącznika N/O do przedwzmacniacza musi być najwyższej jakości, mieć minimalne tłumienie transmisyjne i maksymalne tłumienie izolacyjne (> 60 dB). Sam przedwzmacniacz musi być bardzo starannie ekranowany, a zasilanie filtrowane, gdyż tą drogą bardzo często dostają się impulsy w.cz. powstające przy przełączeniach, niszcząc drogi tranzystor. Praktycy zalecają posiadanie w zapasie co najmniej jednego przedwzmacniacza.

Od przedwzmacniacza dającego zysk 15 do 30 dB sygnał prowadzi się krótkim kablem do konwertera umieszczonego zazwyczaj u podstawy anteny. Stosowane są konwertery różnego typu, np. MMC 432/28S lub własnej konstrukcji, dobre ekranowanie i z filtrowaniem zasilania. Jako główny odbiornik stosuje się dobry współczesny odbiornik KF z wejściem na częstotliwość 28 MHz.

Odbiornik wraz z konwerterem powinien mieć stabilność nie gorszą od 100 Hz/h i dokładność skalowania częstotliwości nie gorszą od 500 Hz. Celowe jest stosowanie kalibratorów kwarcowych justowanych z WWV. Pasmo przepuszczania odbiornika zazwyczaj jest ustawiane na częstotliwości 1000 Hz, choć niektórzy stosują 2400 Hz, ze względu na przesunięcia dopplerowskie, dochodzące do 1500 Hz w pasmie 432 MHz. W trudnych warunkach pasmo zawęża się do 200 Hz stosując odpowiednie filtry p.cz. lub po stronie m.cz.

Najwięcej kłopotu sprawiają anteny i układy sterowania. Stacje przeprowadzające systematycznie łączności EME z grubsza można podzielić na trzy grupy (tabl. 2.4.3).

Pierwsza grupa to stacje profesjonalne o potężnych antenach, zysku ponad 27 dBd, np. K2UYH ma parabolę Ø 9m, WA6LET — parabolę Ø 50 m; słyszy on stacje używające prostych anten typu Yagi o zysku 7 dBd przy mocy 500 W.

Tablica 2.4.3

Anteny stosowane w czasie zawodów EME-1979

144 MHz		432 MHz	
Rodzaj	Ilość	Rodzaj	Ilość
Parabola		Parabola	
Ø 23,7 m	1	Ø 23,7 m	1
Ø 12 m	1	Ø 11 m	1
Ø 9 m	1	Ø 10 m	2
160 el. collin.	7	Ø 9 m	1
72×4 Y	1	Ø 8 m	3
16×17 Y	1	Ø 6 m	7
16×7—9 Y	3	16×48 Y	1
16×3 Quad	1	16×21—23 Y	3
8×14—16 Y	8	16×19 Y	1
8×8—10 Y	4	16×13 Y	1
4×19—21 Y	2	16×8 Quagi	2
4×14—16 Y	10	8×19 Y	1
4×10—12 Y	2	8×14 Y	1
1×15 Y	1		

Stacja K1WHZ ma antenę kolinearną 328-elementową, słyszy własne echo przy mocy emisji 5 W (!) oraz sygnały troposferyczne z Europy, gdy stacje europejskie nadają do Księżyca znajdującego się nad horyzontem. Stacja DL7YCA ma 16 anten 19 elementowych (16×19Y) z zyskiem $G = 26$ dBd. Stacja DJ8QL ma parabolę Ø 7 m o zysku $G = 25$ dBd i wiązce 7°.

Do drugiej, najliczniejszej grupy należą stacje z antenami typu: parabola Ø 4 do 5 m, szyki antenowe 16×9 Y do 16×15 Y. Stacje te bez trudu nawiązują łączności ze stacjami grupy pierwszej, a w szczególnych przypadkach także ze stacjami grupy trzeciej.

Tablica 2.4.4

Lista stacji EME[1)]

AA1A	K4GFG	K6MYC	W9GAB	DB1BP	JA1ZLO	VE1OD
K1BKK	K4GL	N6NB	K9HMB	DF6NA	JA3ZBE	VE1UT
AD1C	WA4GPM	KH6NS	K9IMM	DJ2MG	JA6AHB	VE2DFO
K1FO	W4HJQ	W6ODV	K9IMX	DJ5MS	JA6CZD	VE3ASO
KA1GT	WD4IIS	W6PO	W9IP	DJ8QL	JA6DR	VE3EMS
K1GVM	K4IXC	W6XJ	K9KFR	DK1FGA	JA8QQ	VE3EQQ
AC1H	WD4JDH	W6YFK	WA9KGQ	DK1KO	JA9BOH	VE4AP

WiJR	N4KT	W6YKM	WA9KRT	DK1PZ	JE6CTS	VE4JX
WA1JTK	WA4MMP	WA7ADK	W9LQZ	DK4TG	KP4AA	VE4MA
WA1JXN	WA4MVI	N7ART	W9NLP	DK4XI	KP4AST	VE7BBG
K1LPS	WA4NJP	WA7BBM	WA9OZN	DK5LA	NP4A	VE7BQH
K1MNS	WB4NMA	K7BBO	W9UD	DL7YCA	LA8YB	VE7SL
W1SL	W4NUS	N7BHC	K9UIF	DL7GP	LU3AAT	VK2AMW
WA1TZY	W4OYH	WA7BJU	WB9VEM	DL9KR	LU3AAT	VK3ATN
W1UHE	K4PKV	WA7BKZ	W9WCD	DM4PSN	LX1DB	VK4ZRF
W1WHS	K4DZ	W7CI	K9XY	EA3ADW	OE3UP	VK5MC
W1XJ	K4QF	W7CNK	W9YF	FOMD	OH3TH	XE1RY
W1WP	K4QIF	KA7CVV	K9zzH	F1AQC	OH5NW	YU1PKW
K1ZZ	W4NUS	WB7DTI	KOALL	F1JG	OH6NM	YU2RCG
W2AV	W4WD	WA7DKZ	WOANH	F2TU	OH7PI	YU3ULM
W2AZL	K5BMG	W7FN	WBOCOR	F6CJG	OK7MBS	YV4WT
N2CB	K5CM	W7FU	KODAS	F6CTT	OK3CTP	XV5ZZ
K2CBA	WD5CRK	W7GBI	WBODBS	F8ZW	ON4DY	ZE5JJ
WA2FUZ	W5DC	W7HAH	WODRL	F9FT	OZ1EME	ZL1BJQ
WA2LTM	WB5ERD	K7ICW	WAOFLA	FY7AS	OZ6OL	ZL2BCG
N2MB	K5FF	W7JF	WOHHE	G3LQR	OZ9CR	ZL3AAD
K2OS	W5FF	WA7JUO	NOJA	G3LTF	PAOJMY	ZS5TR
W2PGC	K5GW	N7KA	KOKE	G3OUR	PAOSSB	ZS5ZY
WA2PVV	W5HM	WA7KYZ	AAOL	G3POI	PE1AVU	ZS6ASO
K2RIW	W5HN	W7LUX	WOLER	G3SEK	SK5ID	
K2RTH	WA5HNK	WA7MIC	WAOLPK	G3WDG	SK6AB	
W2SZ	WA5IED	K7ND	WOMDL	G3YGF	SMODJW	
K2UYH	W5ITI	K7NII	KOMQS	G4DGU	SMOEER	
WA2WOM	K5JL	N7NW	WBONRV	G4DZU	SM2AID	
WA2WVL	W5JLT	WB7TYU	KOPAY	G4EZN	SM2GGF	
W3CCX	WB5LBT	WA7TZY	WOPW	G5CSZ	SM2HDF	
K3CFY	WB5LUA	W7UBI	WBOQMN	G8HDR	SM3AKW	
AB3D	W5LUU	WB7UFO	WORAP	GW3XYW	SM4DHN	
W3GT	K5MB	W7VEW	WORRY	GW4CQT	SM4GGC	
K3HZO	K5MWH	KL7WE	WORWH	GW8GKF	SM4IVE	
K3LFO	WA5OJN	K7WUP	WOSD	HB9AYX	SM5BFK	
K3NSS	WA5TKU	K8AT	WBoTEM	HB9BPQ	SM5FRH	
W3OLV	K5UGM	K8DEO	KOTLM	HB9QQ	SM5FVH	
W3OZ	W5UPR	W8GOH	WOVB	HB9SV	SM5LE	
K3PGP	W5UWB	W8IDU	WoVN	HB9XM	SM6CKU	
W3RUE	K5VWW	K8IE	WBOVYV	I2COR	SM7BAE	
K3RYL	K5WXN	K8III	KOVXM	I2MBC	SM7CRO	
W3SDZ	W6ABN	WB8PAT	KOWLU	I4BXN	SP2GGZ	
WA3USC	N6AMG	W8TN	KOWOW	I4EAT	SP1DSU	
K3VGX	KH6BZF	WA8ULG	KAOY	I4PWL	TF3KX	
WA3VSJ	WB6ESQ	W8WN	WBOYSG	I5MSH	TI2NA	
K3WHC	WA6EXV	K8WKZ	WOYZS	I8CVS	UK2BAS	
WA4AUY	WA6HXW	K8WW	KOZK	JAOPX	UT5DL	
WA4CQG	KH6IHP	W8YIO		JA1ATL		
W4DFK	K6JYO	WA9ACI		JA1VDV		
WA4EWA	WA6LET	KB9BI		JA1WUD		
WB4EXW	WA6MGZ	K9CA				
W4FJ	WB6NMT	WA9DOT				

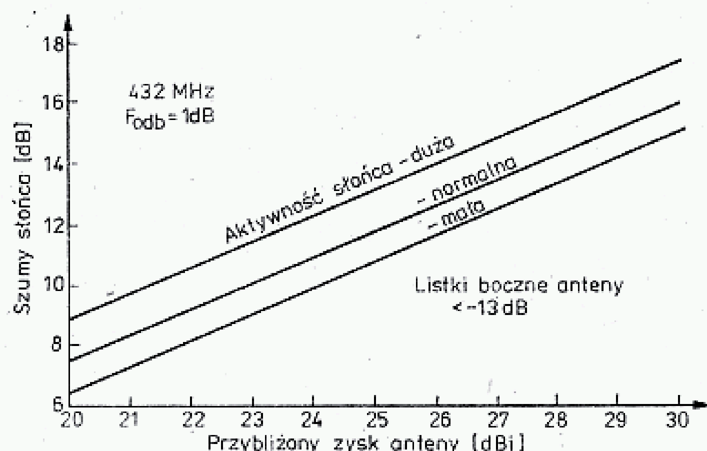
[1] Według the Lunar Directory 1981/82, [47].

Do grupy trzeciej należą stacje z antenami od 8×14y aż do prostej bardzo długiej anteny typu Yagi (ang.: *Very Long Yagi*) 7,5 m u DJ5DT — 600 W, 3 QSO na 144 MHz, lub 2×10Y u DL9AK, 500 W FT2225RD bez (!) przedwzmacniacza. Stacje grupy trzeciej mają szanse w szczególnych warunkach (poza zawodami i weekendami) na łączności ze stacjami grupy drugiej.

Duże szyki antenowe wymagają bardzo starannego sfazowania poszczególnych anten tak, by uzyskać jak najwęższą wiązkę dającą maksymalny zysk. W układach ponad czterech anten sprawa komplikuje się, ze względu na inną sytuację anten wewnętrznych i zewnętrznych. Drogą żmudnych prób i błędów dochodzi się do optymalnego sfazowania. Dobra antena ma ponadto wszystkie listki boczne poniżej −20 dB. W antenach parabolicznych najkorzystniejszy stosunek ogniskowej do średnicy F/D wynosi 0,25 do 0,45. Anteny paraboliczne pozwalają na łatwą zmianę płaszczyzny polaryzacji, wymagają jednak bardzo starannego utrzymania profilu zwierciadła. W czasie wiatrów lub przy zmianach położenia anteny, pod wpływem siły parcia wiatru i ciążenia elementów, wszystkie duże anteny deformują się. Im większy jest zysk anteny, tym ostrzejsze są wymagania w zakresie sztywności mechanicznej układu.

Mała antena może być prowadzona ręcznie przez operatora lub pomocnika, mającego słuchawki do podsłuchu i poszukiwania optymalnego położenia. Duże anteny mają napęd mechaniczny silnikowy o szybkości obracania 120°/minutę. Stosuje się dwa rodzaje montażu: azymutalny ze skrętami w płaszczyźnie poziomej i pionowej (wymaga to ciągłej zmiany obu kątów) oraz montaż paralaktyczny, w którym oś obrotu jest skierowana na biegun północny i, po jednorazowym w danym dniu nastawieniu elewacji odpowiadającej chwili kulminacji, Księżyc śledzi się obracając antenę tylko wokół osi biegunowej.

We wszystkich dużych antenach sterowanie i odczyt położenia powinien być realizowany z dokładnością nie gorszą niż 1°. Stosuje się impulsowe zasilanie silnika napędu, co pozwala na uzyskiwanie pełnego momentu obrotowego, a długością impulsu reguluje się kąt obrotu.



2.65. Przybliżony zysk anteny w powiązaniu z odbieranym szumem Słońca [R.C. 6/81]

W nowszych stacjach stosuje się sterowanie anten za pomocą mikroprocesora stacyjnego.

Parametry techniczne układu odbiorczego sprawdza się często przez obserwacje szumów Słońca. Na rysunku 2.65 podano poziom szumów Słońca w stosunku

do zimnego nieba w zależności od zysku anteny w pasmie 432 MHz, przy pasmie odbiornika $B = 2 \div 3$ kHz. Pomiar wykonuje się miernikiem mocy (dB) na wyjściu odbiornika. W czasie prób sprawdza się czy antena, na skutek złego fazowania, nie ma rozszczepionej wiązki głównej i silnych listków bocznych. Na przykład stacja JA6CXD w pasmie 432 MHz, przy użyciu MGF 1400 (0,4 dB) i MMT 432/28+TS820, mająca antenę paraboliczną ∅ 9 m z $F/D = 0{,}47$ z montażem AZ/EL słyszy szumy Słońca na poziomie 21 dB. Inna stacja, ZE5JJ, GAT6, $F = 0{,}5$ dB w pasmie 1296 MHz z parabolą ∅ 9,7 m słyszy szumy księżyca na poziomie 0,4 dB, Kasjopei A na poziomie 1,2 dB, Cygnus A na poziomie 1,1 dB.

Po sprawdzeniu układu „na Słońce", próbuje się odebrać własne echo. Brak echa może świadczyć o złej pracy nadajnika, nie trafianiu anteną w Księżyc, ale także o skręceniu płaszczyzny polaryzacji fali powrotnej. Niektóre stacje zbudowały stałe anteny rombowe o bokach 2×200 m uzyskując okno kilka razy w miesiącu, w ciągu 30 minut (G3PIA, VK3APN, VK5MC, K∅LQR i inne). Bliższe szczegóły podano w DUBUS 3/79.

2.4.8 Technika pracy EME

Praca EME stała się obecnie tak popularna, że niemal w każdy weekend kilka stacji pracuje na pasmach. Skedy są umawiane w soboty i niedziele na częstotliwości 14 345 kHz. Poza tym nawiązywanych jest wiele łączności nie umawianych (random). Największa aktywność występuje w okresie od pierwszej do trzeciej kwadry Księżyca, gdy znajduje się on w perygeum i gdy jego deklinacja jest większa od +15° i to w godzinach, gdy dla obu korespondentów jest on wysoko nad horyzontem. W pasmie 144 MHz stacje po stronie wschodniej wołają zaczynając od pełnej godziny w cyklu 2 minutowym, tj. 00 do 02, 04 do 06 itd., a stacje po stronie zachodniej w następnych 2 minutach, tj. 02 do 04, 06 do 08 itd.

W pasmie 432 MHz okresy pracy wynoszą 2,5 minuty i zaczynają stacje zachodnie. W czasie ostatniej półminuty albo nadaje się tylko raport, albo słucha, dając możność zgłoszenia się ewentualnemu innemu korespondentowi.

Stosuje się system raportów zaproponowany przez K2UYH:

T — słyszano ślady sygnałów (od ang.: *traces*),

M — pogmatwany odbiór znaków (od ang.: *marginal*),

O — odebrano pełne znaki i raport (od ang.: *operational*),

R — potwierdzenie pełnej łączności (od ang.: *Roger*).

Gdy siła sygnałów jest duża podaje się raport RST z tym, że ton T = 9 występuje tylko tradycyjnie, gdyż sygnał jest obciążony migotaniem i wibracjami.

Czytelność R:

1 — nieczytelny (<5%),

2 — ledwie czytelny (5—25%),

3 — czytelny z pewną trudnością (25—75%),

4 — czytelny bez trudności (75—95%),

5 — doskonale czytelny (>95%).

Siła S:

1 — ledwie odbierane,

2 — bardzo słaby,
3 — słaby,
4 — nie najgorszy,
5 — dobry,
6 — bardzo dobry.

Raport 339 odpowiada O, 229 odpowiada M. Szybkość emisji CW wynosi 30 do 40 znaków na minutę, przy SSB należy zgłoskować litery. Pełna łączność obejmuje nadanie i odebranie obu znaków, raportu i potwierdzenia R (Roger). Skedy umawiane są na czas jednej godziny. Na pełne QSO wystarcza jednak nieraz już tylko 10 minut. Niektórzy operatorzy przy uzgadnianiu skedów proponują cykl 30-sekundowy. Przy zgłaszaniu się na CQ nadaje się z szybkością stacji wołającej.

Próby własnego echa należy zawsze prowadzić poza pasem EME. W czasie tych prób należy słuchać kilka sekund dłużej po odebraniu echa, gdyż wielokrotnie obserwowano już drugie echo, czyli tzw. echo opóźnione (ang.: *Long Delayed Echo* — LDE), a zjawisko to jest godne dokładnej obserwacji i zgłoszenia. W przypadku stwierdzenia LDE należy zanotować nie tylko czas opóźnienia i charakter echa, ale także wszystkie dane techniczne i operacyjne stacji (azymut, elewację), godzinę obserwacji oraz zaobserwować czy występuje ono także na sygnałach innych stacji, i w jak długim okresie czasu zjawisko to było obserwowane (minuty, godziny). Warto zachować taśmy z nagraniami LDE oraz uzupełnić informację spostrzeżeniami na temat warunków propagacji UKF w tym czasie troposferycznej, FAI, Aurora itp.

2.5 Łączności satelitarne

2.5.1 Satelity amatorskie

Wkrótce po wystrzeleniu pierwszego sputnika (7.10.1957) i locie pierwszego człowieka w Kosmos (Gagarin 12.4.1961) wystrzelono pierwszego orbitującego satelitę niosącego amatorską radiostację OSCAR 1 (od ang.: *Orbiting Satellite Carrying Amateur Radio*, USA, 12.12.1961). Miał on masę zaledwie 4,5 kg, był wyposażony w baterie chemiczne, które działały przez 21 dni i poruszał się po orbicie z inklinacją $i = 81°$, apogeum 471 km i perygeum 245 km. Następny, OSCAR 2 (1.06.1962) działał przez 19 dni na orbicie $i = 73°$ i 391/208 km nadając sygnały HI przez radiolatarnię o mocy 0,5 W na częstotliwości 144 990 kHz. W tym czasie przygotowywano teoretycznie i praktycznie urządzenia transponderowe, odbierające sygnały nadane z Ziemi w określonym odcinku pasma (ang.: *uplink*) i retransmitujące je na Ziemię w odpowiednim wycinku innego pasma (ang.: *downlink*).

Transpondery umieszczano w balonach stratosferycznych, unoszących się na wysokość 27 km i następnie opadających powoli na spadochronie. Były to transpondery ARTOB, BARTOB, MIRABLE. Autor, jako jeden z pierwszych w Polsce przeprowadził za pośrednictwem stacji ARTOB łączności w pasmie 432/144 MHz ze stacjami DL7HG, OK1AIB, OZ5MN i innymi w dniu 30.08.1970 r.

Pierwszy transponder zainstalowano w satelicie OSCAR 3 (9.03.1965). Baterie chemiczne umożliwiły pracę przez 18 dni. Dzięki wyższej orbicie biegunowej

($i = 90°$, 941/907 km) miał on dość znaczny zasięg. Przez transponder 144,1/145,9 MHz mocy 0,8 W przeprowadzono kilkaset łączności oraz nasłuchy radiolatarni (ang.: *beacon*) na częstotliwości 145, 850 MHz. Kolejny OSCAR 4 (21.12.1965) miał orbitę eliptyczną 33 600/200 km z inklinacją 26°. Przy masie 18 kg zawierał baterie słoneczne wspomagające, umożliwiające pracę przez 4 miesiące, przy nadajniku o mocy 3 W w transponderze o częstotliwości 144,1/431,9 MHz. W Polsce SP2DX przeprowadził za jego pośrednictwem pierwsze łączności satelitarne. Radiolatarnia na częstotliwości 431, 92 była dość słabo słyszana.

Pierwszy satelita australijski OSCAR 5 (23.01.1970) o masie 17,7 kg, poruszający się na orbicie wysokiej ($i = 102°$,1481/1435 km) miał tylko radiolatarnie 435 i 145 MHz działające przez 52 dni. Był to pierwszy satelita amatorski wykonujący rozkazy nadawane z Ziemi, polegające na przełączaniu radiolatarni.

OSCAR 6 (15.10.1972) o masie 18,5 kg na wysokiej orbicie kołowej ($i = 101,7°$, 1456/1451 km) działał przez 4,5 lata. Miał on transponder 145,95/29,50 MHz i radiolatarnię 435, 1 MHz. Na skutek małej mocy nadajnika (0,3 W) z jego pomocą pracowało tylko kilkaset stacji. Największą popularnością cieszył się OSCAR 7 (15.11.1974) o masie 30 kg z dużymi bateriami słonecznymi, poruszający się po orbicie takiej jak OSCAR 6. Działał on przez 6,5 lat, umożliwiając przeprowadzenie kilku tysiącom stacji łączności w dwóch modach: A: 145 900 ± 50 kHz/ /29 450 ± 50 kHz oraz B: 432 150 ± 25 kHz/145 950 ± 25 kHz z mocami przełączanymi 10/2,5 W, [44].

OSCAR 8 (5.03.1978) o masie 26 kg na niższej orbicie ($i = 98,9°$, 916/904 km) miał mniejszy zasięg, a skutkiem mniejszej mocy nadajników (1—2 W) i pracy w pasmach trudniejszych do odbioru, mimo działania przez 5,3 lata był wykorzystany przez zaledwie kilkaset stacji. Miał on transpondery: A — 145 900 ± 50 kHz/ /29 450 ± 50 kHz, B — 145 950 ± 50 kHz/435 150 ± 50 kHz oraz radiolatarnie 29 402 kHz i 435 095 kHz. Radiolatarnia 2304, 1 MHz nie została uruchomiona.

Aktualnie największe zainteresowanie budzi OSCAR 10 (16.06.1983) na orbicie eliptycznej 35 500/3955 km z inklinacją $i = 26°$ i o masie 90 kg, opisany szczegółowo w dalszych rozdziałach.

W ZSRR wystrzelono także kilka satelitów amatorskich pracujących w paśmie 145/29 MHz. Najpierw wystrzelono parę radiosputników RS1 i RS2 (26.10.1978) na wysoką orbitę 1707 km z inklinacją $i = 82,2°$. Baterie chemiczne działały przez 3 miesiące zasilając nadajnik o mocy do 1,5 W. Następnie wystrzelono jedną rakietą aż 6 radiosputników RS3 do RS8 (17.12.1981) z bateriami słonecznymi. Poruszają się one na wysokości 1677 do 1700 km po orbicie kołowej. Są one wyposażone w szereg ciekawych urządzeń opisanych w dalszym rozdziale poświęconym czynnym satelitom. Następne małe sputniki ISKRA 2 (17.5.1982) i ISKRA 3 (18.11.1982) miały niskie orbity 335 km, a ich transpondery 29 MHz/KF działały kilka tygodni.

Do amatorskich satelitów zalicza się także satelity naukowo-doświadczalne wypuszczane przez uniwersytet W Surrey (Anglia) UoSAT. UoSAT1 — OSCAR 9 (6.10.1981) znajduje się na orbicie 544/536 km, $i = 97,5°$. Nie zawiera on transpondera, lecz rozbudowany zestaw aparatury pomiarowej i przekaźnik telemetryczny [45]. Między innymi zainstalowano tam 3-osiowy magnetometr, kamerę TV, miernik radiacji, 2 komputery. Dane telemetryczne przekazywane są radiolatarniami:

KF — 7050 kHz, 14002 kHz, 21002 kHz, 29 510 kHz (po 100 mW, modulacja Morse'a i fala nośna), UKF — 145 825 kHz — 350 mW i 435 025 kHz — 650 mW — pełne dane telemetryczne kodami ASCII, Baudot, Morse'a fonią i facsimile, MKF: 2401 MHz, 125 mW z telemetrią jako na UKF oraz 10 470 MHz, 125 mW z ciągłą falą nośną. W literaturze [54] podano klucz do dekodowania danych telemetrycznych nadawanych przez OSCARA 9.

UoSAT 2 — OSCAR 11 (1.03.1984) na nieco wyższej orbicie (700 km) ma wyposażenie jeszcze bogatsze niż jego poprzednik, w tym układ do retransmisji informacji w zapisie cyfrowym (teledacja — data) w ramach eksperymentu: Digital Communication Experiment — DCE z pamięcią 128 kB CMOS RAM dla Packet Radio. Poza tym DIGITALKER — syntetyczną mowę z zasobami ponad 500 słów, RAUMELL — aparaturę do badania pyłu kosmicznego, kamerę CCD o rozdzielczości 384×256 punktów z 128 stopniami szarości do obserwacji zorzy polarnej, współpracującą z pamięcią 192 kB CMOS RAM, detektory promieniowania i magnetometry do badania jonosfery — warstwy D, E i F, poza tym aparaturę do eksperymentów nawigacyjnych — czujniki Słońca, Ziemi i pola magnetycznego, radiolatarnie na 145 825 kHz, 435 025 kHz i 2401, 5 MHz mają modulację jak UoSAT1.

W przygotowaniu są także satelity radioamatorskie w innych krajach np., w Japonii JAS 1.

Poza wymienionymi satelitami amatorskimi radioamatorzy mogą odbierać dla celów naukowo-badawczych satelity meteorologiczne. Liczba aktualnie czynnych satelitów przekracza sto. Nadają one obrazy Ziemi modulacją facsimile w pasmach 136—138 MHz oraz 1691—1695 MHz. Ich orbity znajdują się na wysokościach 400 do 1400 km z inklinacjami 33° do 100°, część z nich ma orbity bardzo wysokie, 35—37 Mm, a niektóre są satelitami geostacjonarnymi.

W pasmach 3,7—4,2 GHz oraz 11,7—12,2 GHz czynne są satelity TV. Zgodnie z art. 605 Regulaminu Radiokomunikacyjnego odbiór emisji z w/w satelitów, jak też i satelitów radiokomunikacyjnych w pasmach 5,9—6,4 GHz wymaga posiadania specjalnych zezwoleń, udzielanych przez właścicieli satelitów i programów po wniesieniu odpowiedniej opłaty. Zgodnie z tym przepisem, bez takiego zezwolenia nie wolno jest dostrajać się do opisanych kanałów, a w przypadku mimowolnego odebrania emisji nie wolno tego faktu ujawniać, podawać częstotliwości, treści odebranej emisji, ani też w jakikolwiek sposób z niej korzystać.

Nawiązanie łączności między dwiema stacjami za pośrednictwem satelity wymaga jednoczesnego dostępu obu stacji do satelity. Ponieważ w pasmach UKF i MKF fale rozchodzą się prostoliniowo, czas dostępu ograniczony jest do momentu, gdy satelita znajduje się nad horyzontem. Ze względów energetycznych sygnały radiowe nadawane są antenami kierunkowymi, nieraz o dużym zysku. Wymaga to dokładnego określenia położenia szybko poruszającego się satelity. Do tego potrzebna jest znajomość położenia satelity w danej chwili na jego orbicie oraz parametrów tejże orbity. Dla wcześniej wypuszczonych satelitów, w tym RS 5—8 i OSCAR 10 opracowane zostały mapki i wykresy, które w oparciu o stale publikowane parametry orbit, pozwalają na znalezienie do określonej chwili położenia satelity na tle nieba, tj. określenie kątów azymutu AZ i elewacji EL.

Aby umożliwić świadome korzystanie z tych pomocy oraz dla wykonania

potrzebnych wykresów we własnym zakresie dla przyszłych satelitów podano niezbędne informacje teoretyczne z zakresu ruchu satelity. Posiadacze komputerów osobistych mogą korzystać z istniejących już programów, które pozwalają na dokładne określenie dla danej stacji chwili azymutu i elewacji, a ponadto zasięg łączności i wartości przesunięć dopplerowskich. Ze względu na objętość tych programów nie będą one tu podawane. Potrzebne informacje na ich temat można znaleźć w literaturze [54].

Dokładniejsze dane na temat obliczania orbit satelitów i ich położenia w stosunku do stacji znaleźć można w literaturze [2, 40, 41, 46, 48]. Podane wzory uzupełniono przykładami obliczeń dla dwóch satelitów: RS8 i OSCAR 10 — AO10.

2.5.2 Parametry orbity satelity

1. Założenia

Ruch satelity wokół Ziemi opisuje się za pomocą praw Keplera. Podano tu podstawowe obliczenia oparte na tym prawie. Dla ułatwienia, najpierw przyjęto założenia upraszczające:

- Ziemia jest stacjonarna, a współrzędne satelity odniesione są do środka Ziemi (system geocentryczny);
- Ziemia i satelita są sferycznie symetryczne, co pozwala na zastąpienie ich masy rozłożonej masą skupioną w jednym punkcie;
- satelita poddany jest działaniom tylko sił przyciągania Ziemskiego, proporcjonalnych do $1/r^2$;
- masa satelity jest znikomo mała wobec masy Ziemi.

W dalszej części przedyskutowano konieczne poprawki do otrzymanego obrazu ruchu, a przede wszystkim wpływ spłaszczenia Ziemi, [46, 48].

2. Elipsa

Zgodnie z podanymi założeniami satelita porusza się po orbicie eliptycznej z Ziemią w jednym z dwóch ognisk elipsy, zaś płaszczyzna elipsy ma niezmienne położenie w stosunku do gwiazd. Elipsę można opisać prostymi równaniami (rys. 2.66a):

$$c^2 = a^2 - b^2 \quad \text{lub} \quad c = \sqrt{a^2 - b^2} \qquad (2.74)$$

gdzie: a — duża półoś elipsy,
b — mała półoś elipsy,
c — odległość ogniska od środka elipsy.

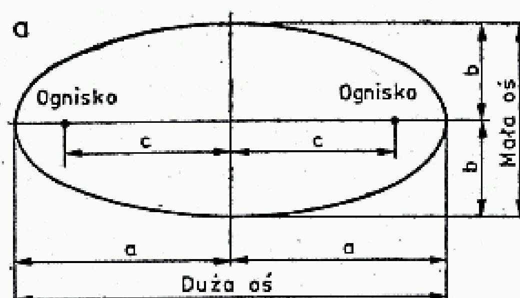
Eliptyczność orbity opisuje się podając jej mimośród e

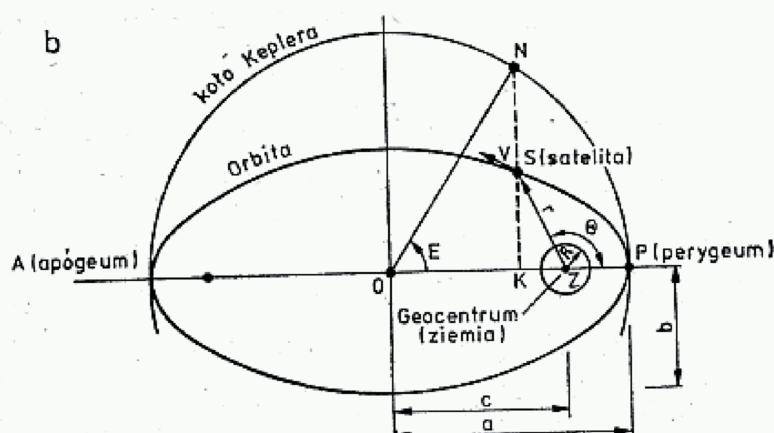
$$e^2 = 1 - (b/a)^2 \quad \text{lub} \quad e = \sqrt{1 - (b/a)^2} \qquad (2.75a)$$

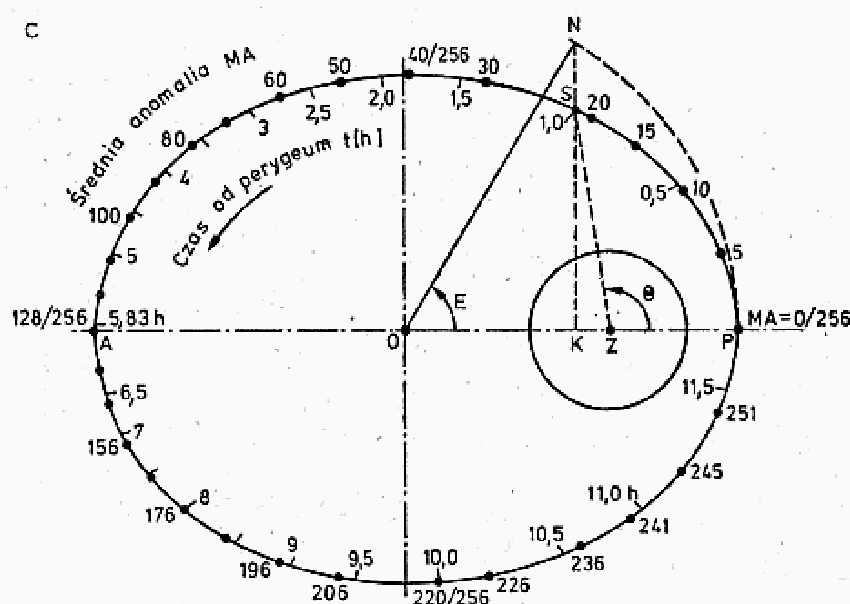
Gdy $e = 0$, to orbita jest kołowa ($a = b$). Satelity RS 3—8 mają orbitę prawie kołową ($e \cong 0{,}005$). Gdy e rośnie, to orbita się wydłuża. OSCAR 10 ma $e = 0{,}609647$. Przy $e = 1$ orbita ma kształt paraboli.

Z obu równań wynika:

$$c = a \cdot e \qquad (2.76)$$







2.66. a — Elipsa i jej parametry, b — Określenie położenia satelity S na orbicie: Z — ognisko, P — perygeum, A — apogeum, r — promień wodzący, v — prędkość, Θ — anomalia prawdziwa, E — anomalia mimośrodowa, c — Orbita satelity A010 ze średnią anomalią MA i czasem lotu t od perygeum

Do opisania konkretnej elipsy wystarczy znajomość dwóch dowolnych parametrów spośród a, b, c i e.

3. Orbita

Punkt orbity położony najbliżej Ziemi nazywa się perygeum, zaś położony najdalej — apogeum (rys. 2.66b). Ich odległość od środka Ziemi wynosi:

dla apogeum $r_a = a(1+e)$ (2.77a)

dla perygeum $r_p = a(1-e)$ (2.77b)

Z obu określeń wynika, że:

$$a = \frac{r_a + r_p}{2} \tag{2.78}$$

oraz

$$e = \frac{r_a - r_p}{2a} = \frac{r_a - r_p}{r_a + r_p} \tag{2.78b}$$

Jeśli promień Ziemi oznaczyć przez R, zaś promień wodzący, czyli odległość satelity od środka Ziemi (ogniska) przez r, to odległość satelity od powierzchni Ziemi, czyli jego wysokość h wynosi:

$$h = r - R \tag{2.79a}$$

i stąd $h_p = r_p - R$ oraz $h_a = r_a - R$ (2.79b)

przy czym średni promień Ziemi $R = 6371$ km.

Dla OSCARA 10 $r_a = 42\,016{,}39$ km, $r_p = 10\,189{,}33$, stąd $e = 0{,}609\,647$, $a = 26\,102{,}86$ km oraz $c = 15\,913{,}53$ km.

4. Okres obiegu

Okres obiegu T satelity po orbicie liczy się między kolejnymi przejściami satelity przez punkt perygeum. Nie zależy on od masy satelity, a jedynie od długości dużej półosi a:

$$T = 165{,}87 \cdot 10^{-6} \cdot a^{3/2} \quad [\text{min, km}] \tag{2.80a}$$

stąd $a = 331{,}25 \cdot T^{2/3}$ [km, min] (2.80b)

Dla AO10 $T = 699{,}5198$ min $= 11{,}658663$ h $= 11$ h $39{,}5$ min.

5. Prędkość liniowa satelity

Prędkość satelity v, styczna do orbity zmienia się z jego odległością r od ogniska Z i wynosi:

$$v = 631{,}35\sqrt{2/r - 1/a} \quad [\text{km, km/s}] \tag{2.81}$$

Jest ona największa w perygeum i najmniejsza w apogeum. Dla RS8 przy orbicie kołowej $r = a$ i $v = 7{,}038$ km/s, dla AO10 w perygeum $v_p = 7{,}870$ km/s, a w apogeum $v_a = 1{,}941$ km/s.

6. Położenie satelity

Położenie satelity (rys. 2.66b) określane jest jego współrzędnymi biegunowymi: długością promienia wodzącego r i kątem Θ, nazywanym anomalią prawdziwą, mierzonym od punktu perygeum (lub innego przy orbicie kołowej).
Dla satelity z orbitą kołową określenie r i Θ w zależności od czasu t jest proste, gdyż $r = \text{const}$, zaś

$$\Theta = \frac{t}{T} \cdot 2\pi \ [\text{rad}] \quad \text{lub} \quad \Theta = 360 \cdot \frac{t}{T} \ [^\circ] \tag{2.82}$$

Przy orbitach eliptycznych problem jest bardziej złożony, gdyż zależność r i Θ od czasu t jest uwikłana i nie może być bezpośrednio wyliczona. Możliwe jest

jedynie rozwiązanie w kierunku odwrotnym. W tym celu wprowadza się pojęcie dwóch dalszych anomalii, czyli odległości kątowych od perygeum.

Na dużej osi elipsy POA kreśli się półokrąg o promieniu $2a$ (rys. 2.66b), nazywany pomocniczym kołem Keplera. W chwili t satelita znajduje się na orbicie (elipsie) w punkcie S. Jest on widziany ze środka Ziemi pod kątem PZS $= \Theta$. Prowadząc przez punkt S prostą SK prostopadłą do dużej osi elipsy POA otrzyma się, w przecięciu z kołem Keplera, punkt N. Kąt PON $= E$ nazywa się anomalią mimośrodową. Służy ona do określenia średniej anomalii M (ang.: *mean anomaly*) zdefiniowanej wzorem:

$$M = E - e\sin E\,[\text{rad}] \quad \text{lub} \quad M = E - \frac{360}{2\pi}\cdot e\sin E\ [^\circ] \tag{2.83}$$

W kanale telemetrycznym AO10 podawane jest aktualne położenie satelity, to jest jego średnia anomalia M, lecz w jednostkach umownych MA. Cała orbita, czyli 360° ma 256 MA. Perygeum odpowiada 0 i 256 MA, apogeum 128 MA (rys. 2.66c), stąd:

$$M = \frac{360}{256}\cdot \text{MA}\ [^\circ] \tag{2.84}$$

Określonym wartościom MA odpowiada czas t liczony od perygeum:

$$t = \frac{T}{360}\cdot M\ [\text{min}^\circ] \quad \text{lub} \quad t = \frac{T}{256}\cdot \text{MA}\ [\text{min}] \tag{2.85}$$

Tym samym przyrostom czasu t odpowiadają te same przyrosty średniej anomali M, lecz przyrosty anomalii mimośrodowej E i prawdziwej Θ dla orbity eliptycznej nie są wprost proporcjonalne do t. Między Θ i E zachodzi zależność, [54]:

$$E = \arccos\left(\frac{e+\cos\Theta}{1+e\cos\Theta}\right) \tag{2.86a}$$

oraz

$$\Theta = \arccos\left[\frac{a(\cos E - e)}{r}\right] \tag{2.86b}$$

Na przykład: dla AO10 otrzymuje się przy $\Theta = 90°$: $E = 52{,}436°$, $M = 24{,}748°$ i MA $= 17{,}598/256$, $t = 48{,}088$ min.

Drogą kolejnych podstawień kąta Θ wylicza się E, M, t i kreśli obraz ruchu satelity jak na rys. 2.66c. W literaturze [54] podane są programy komputerowe w języku BASIC, które drogą iteracji wyliczają Θ i r z danych T, e i a dla zadanych chwil t.

Odległość r satelity od środka Ziemi (promień wodzący) otrzymuje się z zależności:

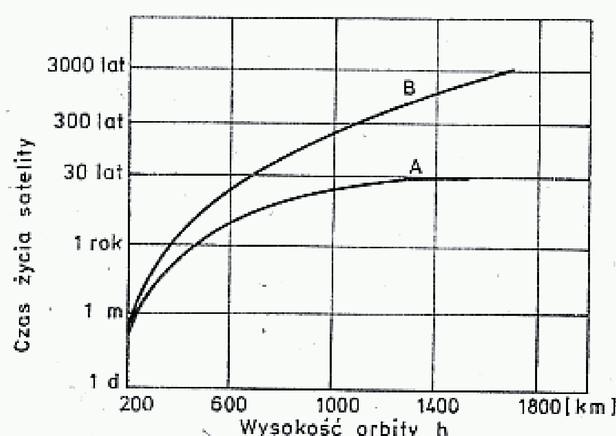
$$r = \frac{a(1-e^2)}{1-e\cos\Theta} \quad \text{lub} \quad r = a(1-e\cos E) \tag{2.87}$$

Znając r można wyznaczyć wysokość h satelity nad Ziemią, ze wzoru (2.79a), a następnie tłumienie trasy i inne interesujące wielkości. Dla AO10 przy $\Theta = 90°$ otrzymuje się $r = 16401{,}22$ km.

7. Wpływ spłaszczenia Ziemi

Podane obliczenia dotyczyły układu odosobnionego, złożonego z kulistej Ziemi i satelity o znikomo małej masie. W rzeczywistości na ruch satelity wpływa spłaszczenie Ziemi, Słońce, Księżyc i planety, wywołując precesję w ruchu satelity. Na orbicie niskiej dominuje wpływ spłaszczenia Ziemi, zaś na orbicie wysokiej większy wpływ wywiera Słońce. W dalszym ciągu będzie uwzględniany tylko wpływ spłaszczenia Ziemi.

Satelita w czasie ruchu w pobliżu Ziemi natrafia na cząsteczki gazu, które pochłaniają część jego energii kinetycznej. Skutkiem tego satelita spiralnie obniża swoją orbitę zwiększając jednocześnie prędkość ruchu, a w końcu wpada w gęstą atmosferę i spala się. Na rysunku 2.67 pokazano czas życia satelity wielkości AO10



2.67. Wpływ wysokości orbity satelity na czas życia satelity:
A — o masie i wymiarach jak A010,
B — przy znacznie większej masie w stosunku do powierzchni hamującej

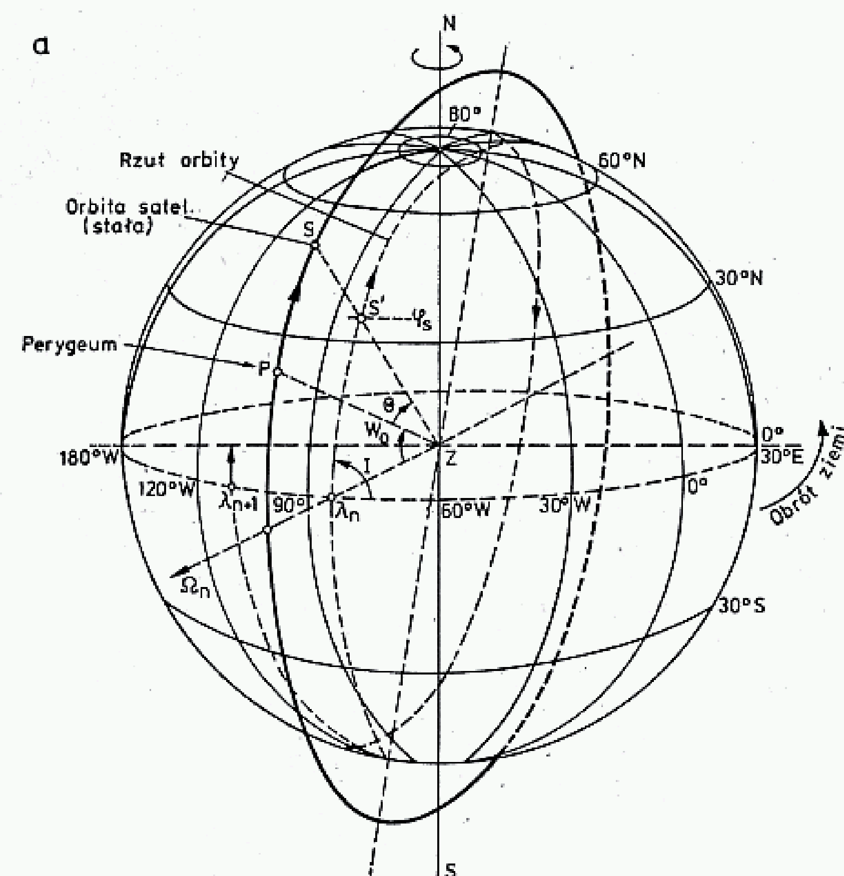
w zależności od wysokości orbity (krzywa *A*) oraz satelity o większym stosunku masy do powierzchni (krzywa *B*). Satelity z orbitą eliptyczną są najsilniej hamowane w pobliżu perygeum, a następstwem tego jest malenie odległości apogeum r_a i orbita satelity robi się coraz bardziej kołowa (e maleje).

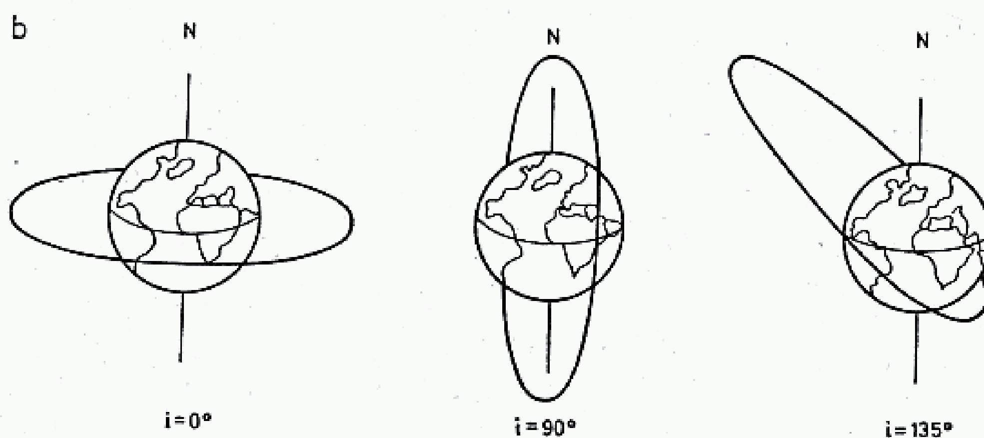
OSCAR 7, orbitujący na wysokości 1500 km po 30 104 orbitach, tj. do chwili ustania pracy baterii, miał skrócenie okresu wynoszące zaledwie 00,46 s czyli $15{,}3 \cdot 10^{-6}$ s/obieg, zaś niżej lecący OSCAR 9 (h = 540 km) ma opóźnienie $157 \cdot 10^{-6}$ s/obieg, z czym jest związane „spadanie" satelity o około 110 m/dobę. AO10 ma około $1{,}42 \cdot 10^{-6}$ s/obieg.

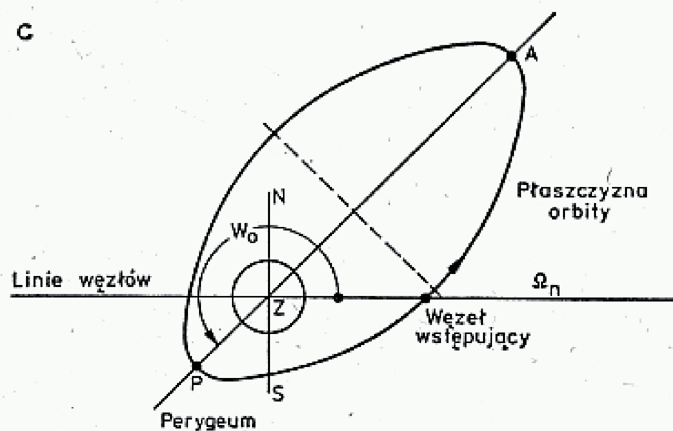
2.5.3 Położenie satelity w stosunku do Ziemi

1. Inklinacja

Płaszczyzna orbity satelity, przy założeniach upraszczających jak w p. 2.5.2.1, jest niezmienna w stosunku do gwiazd mimo ruchu satelity wraz z Ziemią wokół Słońca (rys. 2.69a). Płaszczyzna ta przecina kulę ziemską przez jej środek tworząc z płaszczyzną równika kąt i nazywany inklinacją. Płaszczyzny te przecinają się wzdłuż prostej $\Omega_n - \Omega$ nazywanej prostą węzłów (rys. 2.68). Węzeł Ω_n, w którym satelita przekracza równik w kierunku na północ, nazywa się węzłem wstępującym (ang.: *Ascending node* — AN). Kierunek $\Omega - \Omega_n$, przy stałym położeniu płaszczyzny orbity jest stały. Jest on nazywany rektascensją prostą (ang.: *Right ascension* — RA) i jest mierzony kątem w kierunku na wschód od punktu równonocy wiosennej (rys.



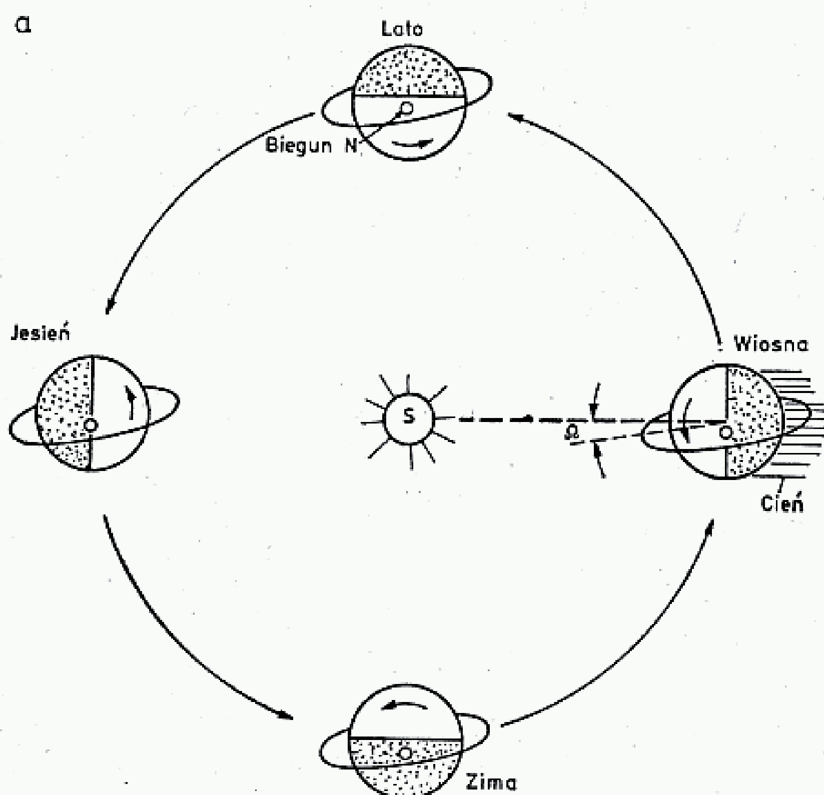


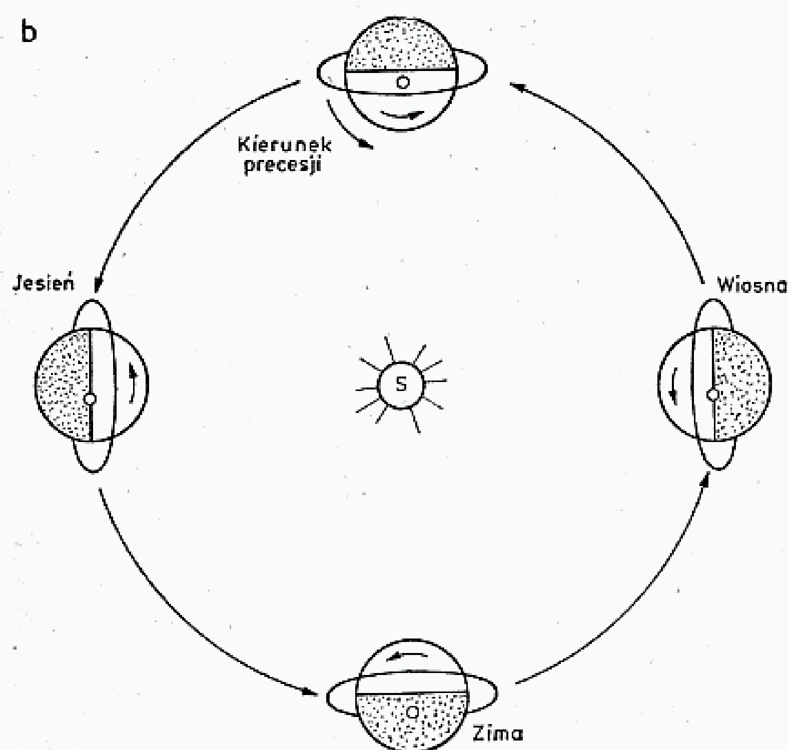


2.68. a — Pozycja satelity *S* i punktu podsatelitarnego *S'* we współrzędnych orbity i geograficznych, b — Orbita równikowa, biegunowa i ukośna eliptyczna, c — Argument perygeum W_0

2.69a). Podawany jest on w mierze czasowej (h) lub stopniach (ang.: RAAN). Rzut orbity satelity na powierzchnię Ziemi kreśli trasę podstatelitarną. Przecina ona równik w dwóch miejscach, z których miejsce odpowiadające węzłowi występującemu Ω_n ma długość geograficzną λ_n i w literaturze amatorskiej oznaczane jest skrótem EQX = *Equator crossing*. W czasopismach amatorskich publikowane są tablice EQX dla danego satelity, podające datę, godzinę i długość geograficzną EQX.

Kąt utworzony między trasą podsatelitarną i równikiem w punkcie EQX jest także kątem inklinacji i. Trasa podsatelitarna sięga w najdalszym punkcie na północ do szerokości $\varphi_{max} = i$ lub $\varphi_{max} = 180 - i$. Satelity RS 3—8 mają inklinację





2.69. a — Orbity o stałej rektascensji Ω mają stałe położenie w stosunku do gwiazd, b — Orbita solsynchroniczna — satelita może nie wchodzić w cień Ziemi [OSCAR 7]

i = 82,96°, stąd punkt podstatelitarny dochodzi do szerokości φ_{max} = 82,96°, jest to więc orbita prawie biegunowa. OSCAR 7 miał i = 101,7°, a więc φ_{max} = 78,3°. Gdy i = 90° orbitę nazywa się biegunową, gdy i = 0° — równikową (rys. 2.68b).

2. Punkt EQX

Dla danej orbity nr n EQX ma długość λ_n (rys. 2.68a). W wyniku obrotu Ziemi pod satelitą, następna orbita $(n+1)$ ma EQX przesunięty na zachód o wartość

$$\Delta\lambda = \lambda_n - \lambda_{n+1} \tag{2.88}$$

Po k obrotach satelity po orbicie przesunięcie EQX wynosi $k \cdot \Delta\lambda$. Pozwala to na wyliczenie EQX dla dowolnej orbity na podstawie tzw. orbity referencyjnej, podawanej w czasopismach dla każdego dnia. Dla RS8 $\Delta\lambda$ = 30,0684 [°/obrót] i dla daty 1984.09.01.00.47.9 orbita n = 11 887 miała EQX λ_n = 263,2°, stąd następna orbita 11888 ma EQX λ_{n+1} = 263,2+30,0684 = 293,3°. Uwzględniając różnicę między dobą słoneczną i gwiazdową przyrost EQX dla jednego obrotu wyznacza się z okresu obiegu T:

$$\Delta\lambda = 0{,}250684 \cdot T \ [°, \text{min}] \tag{2.89}$$

3. Precesja węzłów

Promień biegunowy Ziemi R_b = 6 356,76 km, równikowy R_r = 6 378,14 km. Ziemia ma kształt zbliżony do elipsoidy. Na satelitę przekraczającego równik w wyniku spłaszczenia Ziemi działają siły wywołujące precesję obrity. Skutkiem tego następuje przemieszczanie się węzła Ω_n o kąt $\Delta\Omega_{pr}$:

$$\Delta\Omega_{pr} = 9{,}95 \left(\frac{R_r}{a}\right)^{3,5} \frac{\cos i}{(1-e^2)^2} \tag{2.90}$$

gdzie: a — duża półoś elipsy,
i — inklinacja,
e — mimośród orbity.

Skutkiem precesji położenie kolejnego EQX jest przesunięte o:

$$\Delta\lambda' = \Delta\lambda + \Delta\Omega_{pr} \tag{2.89b}$$

Dla AO10 $\Delta\Omega_{pr}$ = −0,16376°/dzień.

Przy określonych parametrach elipsy a, e oraz i, uzyskuje się precesję $\Delta\Omega_{pr}$ = = 0,986°/dzień, co w roku daje obrót płaszczyzny orbity o 360°. Orbita takiego satelity zmienia się w ten sposób, że jest zawsze jednakowo ustawiona nie do gwiazd ale do Słońca (rys. 2.69b). Orbitę taką nazywa się orbitą solsynchroniczną. Orbitę taką miał OSCAR 7, [42, 43, 44]. Zapewnia ona maksymalne nasłonecznienie baterii słonecznych, gdyż satelita nie wchodzi w cień Ziemi.

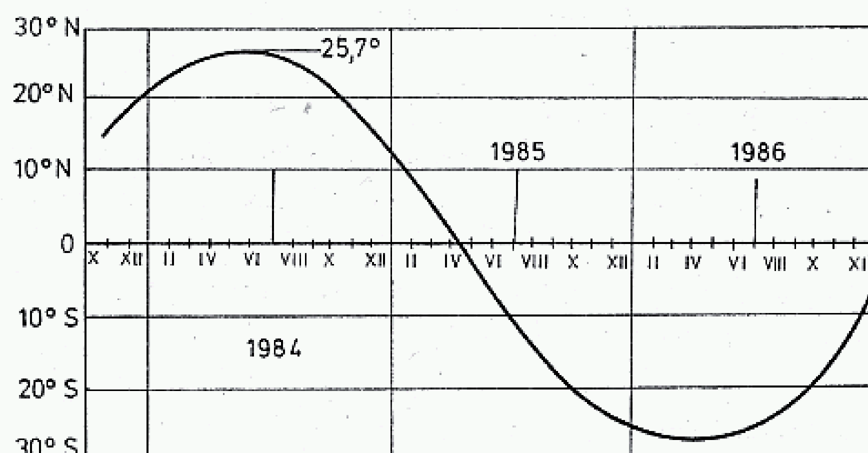
4. Argument perygeum

Kąt w płaszczyźnie elipsy mierzony od węzła wstępującego do dużej osi elipsy w części między ogniskiem i perygeum nazywa się argumentem perygeum W_0 (rys. 2.68c). Określa on, wraz z inklinacją, położenie obu osi orbity w stosunku do równika i biegunów ziemskich. W przypadku układu spełniającego założenia jak w p. 2.5.2.1 położenie perygeum jest stałe. W rzeczywistości, skutkiem spłaszczenia globu ziem-

skiego występuje precesja perygeum, polegająca na powolnym przemieszczaniu się perygeum po orbicie. Prędkość przemieszczania się, ΔW_0 wynosi:

$$\Delta W_0 = 4{,}97\left(\frac{R_r}{a}\right)^{3,5} \frac{5\cos^2 i - 1}{(1-e^2)^2} \quad [°/\text{dzień}] \tag{2.91}$$

gdzie: R_r = 6378,14 km,
a — duża półoś elipsy,
e — mimośród,
i — inklinacja. Dla AO10 wynosi 0,2778 °/dzień.



2.70. Przemieszczanie się apogeum A010 w wyniku precesji

Skutkiem powyższej precesji rzut apogeum AO10 na trasę podsatelitarną zmienia swoje położenie i kształt, przechodząc od szerokości północnej $\varphi_{\max} = +i$ do szerokości południowej — $\varphi_{\max} = i$ po 648 dniach, tj. po roku i 9,5 miesiącach (rys. 2.70).

5. Współrzędne geograficzne punktu podsatelitarnego

Dla określenia położenia satelity w chwili t po EQX w stosunku do radiostacji, a więc azymutu AZ i elewacji EL, konieczne jest określenie położenia punktu podsatelitarnego we współrzędnych geograficznych tj. φ_s i λ_s (rys. 2.68a). Potrzebna jest do tego znajomość okresu obiegu T, inklinacji i oraz położenia węzła wstępującego (EQX) Ω_n. Szerokość geograficzną $\varphi_s(t)$ w chwili t określa się z zależności:

$$\varphi_s = \arcsin\left[\sin\left(360 \cdot \frac{t}{T}\right) \cdot \sin i\right] \tag{2.92}$$

zaś długość

$$\lambda_s = \lambda_n - \arccos\left(\frac{\cos 360 \frac{t}{T}}{\cos\varphi_s}\right) - \frac{t}{4} \tag{2.93a}$$

lub

$$\lambda_s = \lambda_n + \operatorname{arctg}\left(\operatorname{tg} 360 \frac{t}{T} \cos i\right) - \frac{t}{4} \tag{2.93b}$$

Dla przedziału czasu $T/4 < t < T/2$ do wyniku dodaje się 180°. Ostatni

składnik $t/4$ uwzględnia obrót Ziemi wokół osi biegunowej w czasie t [min], gdyż szybkość tego obrotu wynosi 0,25°/min.

Przy orbitach eliptycznych położenie satelity na orbicie odnosi się nie do węzła EQX (λ_n i $\varphi_n = 0°$), lecz do położenia perygeum, a miarą przybytej drogi jest nie czas t, lecz anomalia prawdziwa Θ. Zależność t od Θ określają równania (2.85) i (2.86). Dla orbity eliptycznej położenie satelity oblicza się ze wzoru:

$$\varphi_s(t) = \arcsin[\sin i \cdot \sin\Theta(t) + W_0] \qquad (2.92b)$$

oraz

$$\lambda_s(t) = \lambda_n - \arccos\left[\frac{\cos\Theta(t) + W_0}{\cos\varphi(t)}\right] - t/4 - \frac{|t_p|}{4} \qquad (2.93c)$$

gdzie: t — czas od perygeum (w perygeum $t = 0$),
t_p — czas ruchu satelity między EQX i perygeum, odpowiadający kątowi W_0 — oblicza się go z równania 2.83—2.86 wstawiając W_0 na miejsce Θ,
i — inklinacja orbity; gdy $0 \leqslant i < 90°$ znak przy arccos jest (+),
Θ — anomalia prawdziwa (odległość kątowa),
W_0 — argument perygeum,
λ_n — długość węzła wstępującego EQX podana w tablicach.

Jeśli jest ona nie znana, a dane są współrzędne perygeum λ_p i φ_p, to dla danego W_0 oblicza się:

$$\lambda_n = \lambda_p \pm \arccos\left(\frac{\cos W_0}{\cos\varphi_p}\right) + \frac{|t_p|}{4} \qquad (2.94)$$

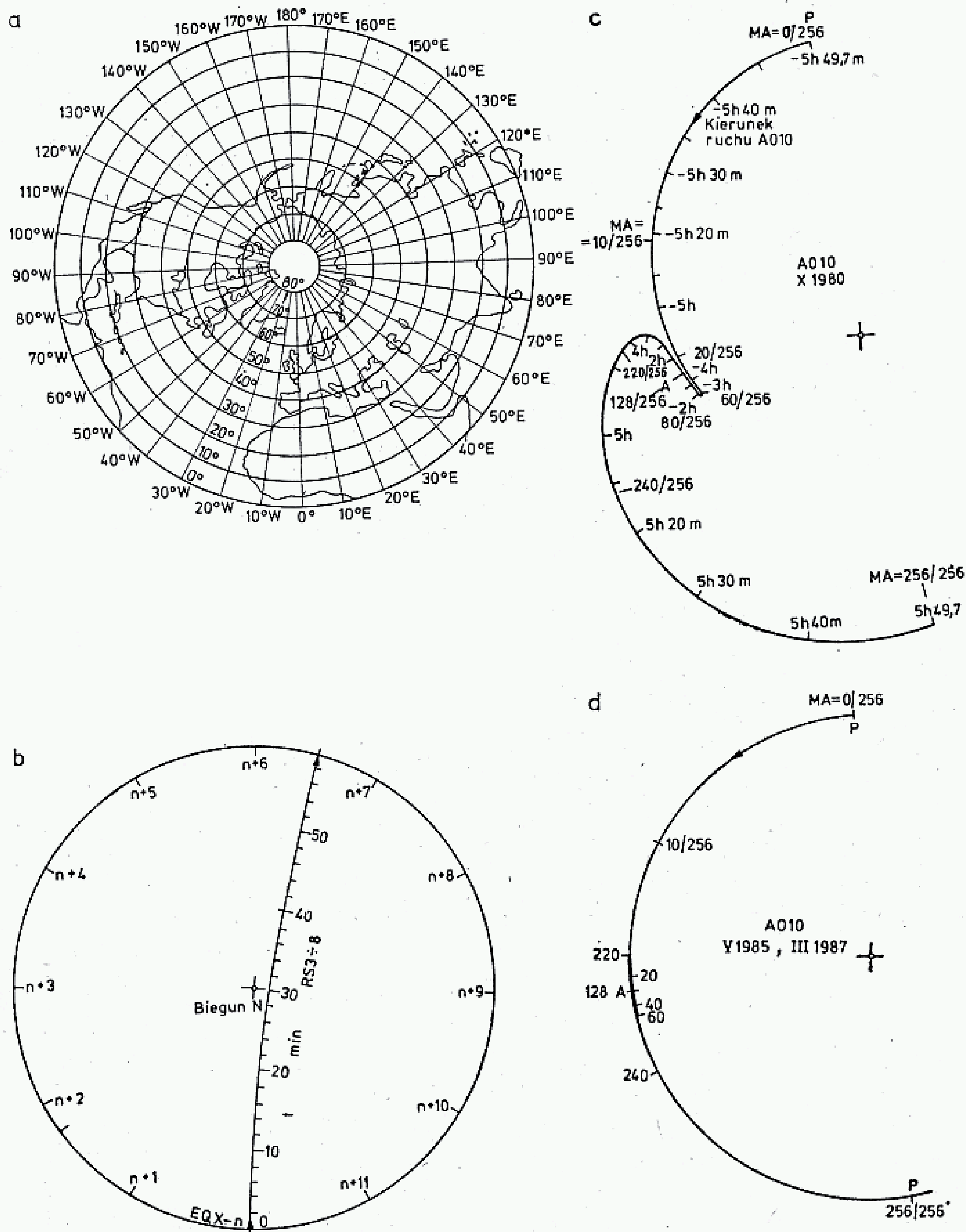
gdzie: φ_p wyznacza się na podstawie wzoru (2.92a) dla czasu $t = 0$. Znak $\pm$ przy arccos zależy od położenia perygeum (półkula północna lub południowa) i inklinacji, [48].

Tablica 2.5.1

Współrzędne trasy satelity RS 3+:5 po czasie t od chwili przekroczenia równika EQX dla $\lambda_{EQX} = 0°$

t [min]	φ_s	λ_s
0	0	0
10	29,7	1,5
20	59,36	7,0
30	82,96	59,3
40	59,30	158,0
50	29,2	163,5
60	−0,6	164,1

Obliczając współrzędne φ_s i λ_s dla kolejnych chwil t lub kątów Θ otrzymuje się tor trasy punktu podsatelitarnego (tablica 2.5.1). Można go nanieść na mapę we współrzędnych biegunowych (rys. 2.71a). Przy następnej orbicie $n+1$ nie zmienia on charakteru, lecz zmienia się EQX o $\Delta\lambda'$. Dlatego też tor trasy satelity kreśli się



2.71. a — Mapa we współrzędnych biegunowych, b — Tor punktu podsatelitarnego RS 3-8. Zaznaczono przesunięcie dla następnych EQX (Tablica 2.5.3), c, d — Tor punktu podsatelitarnego A010 dla października 1984 oraz przewidywany dla maja 1985 i marca 1987

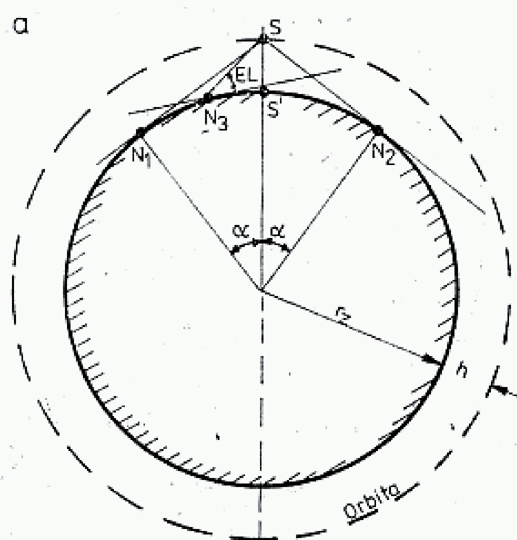
na przezroczystej folii i obraca ją wokół bieguna N, tak by początek toru pokrywał się z aktualnym EQX (rys. 2.71b).

Położenie kolejnych EQX wyznacza się z zależności (2.89b). Przy orbitach eliptycznych charakter toru ulega zmianom. Obliczony tor zachowuje ważność tylko kilka tygodni. Wynika to z precesji perygeum. Na rysunku 2.71c pokazano

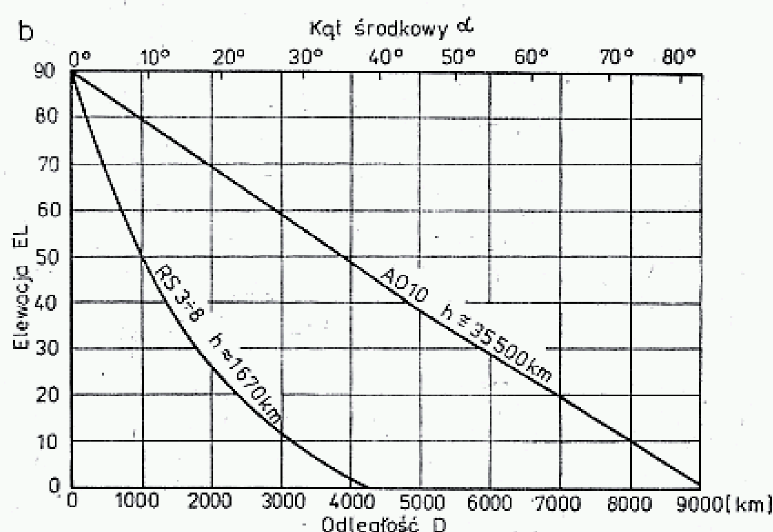
tor dla AO10, ważny w październiku 1984 r., a na rysunku 2.71d przewidywany tor w maju 1985 r.

6. Obszar dostępu do satelity

Dostęp radiowy do satelity wymaga by znajdował się on nad horyzontem. Styczne do powierzchni Ziemi, wyprowadzone z satelity S (rys. 2.72), znajdującego się na wysokości h nad Ziemią, wyznaczają punkty N_1 i N_2, będące granicą widzialności



2.72. a — Satelita S na wysokości h nad Ziemią jest widoczny w obszarze między obserwatorami N_1 i N_2, kąt środkowy α jest największy, gdy satelita jest na linii horyzontu. W punkcie N_3 satelitę widzimy pod kątem elewacji $EL > 0°$, łuk $NS' = D$ jest odległością punktu podsatelitarnego S' od obserwatora, b — Zależność kąta elewacji EL od odległości D oraz związany z tym kąt środkowy α



satelity (elewacja EL = 0). Kąt α między punktem podsatelitarnym S', środkiem Ziemi O i punktem N, nazywa się kątem środkowym. Zależy on od wysokości satelity i położenia punktu N. Dla horyzontu $\alpha = \alpha_h$ i łuk $S'N$, będący odległością mierzoną po powierzchni Ziemi, nazywamy *zasięgiem satelity* D_h. Dla Ziemi gładkiej

$$\alpha_h = \arccos \frac{R_z}{R_z + h} \tag{2.100a}$$

Gdy horyzont jest przesłonięty do elewacji EL, to maksymalny kąt środkowy jest określony zależnością:

$$\alpha_{\max} = \arccos \frac{R_z \cos \mathrm{EL}}{R_z + h} - \mathrm{EL} \tag{2.100b}$$

gdzie: $R_z = 6371$ km — średni promień Ziemi,
h — wysokość satelity nad Ziemią.

Jeśli znany jest kąt środkowy α, to odległość D mierzoną po łuku NS' oblicza się ze wzoru:

$$D = \frac{2\pi}{360} R_z \alpha = 111{,}198 \cdot \alpha \ [°, \text{km}] \tag{2.101a}$$

Dla RS 8 $h = 1677$ km, $\alpha_{max} = 37{,}66°$ i zasięg $D_h = 4188$ km, a dla AO10 $h = 35\,500$, $\alpha_{max} = 81{,}5°$ oraz $D_h = 9035$ km.

7. Elewacja anteny

Jeśli satelita znajduje się nad horyzontem, to prosta łącząca satelitę z obserwatorem tworzy z poziomem kąt elewacji EL.
Wynosi on:

$$\text{EL} = \text{arctg} \frac{\cos\alpha - \dfrac{R_z}{R_z + h}}{\sin\alpha} \ [°] \tag{2.102}$$

Dla danej odległości D z zależności 2.101a otrzymuje się

$$\alpha = 0{,}009D \ [°, \text{km}] \tag{2.101b}$$

Na rysunku 2.72b pokazano zależność elewacji EL od odległości D, względnie kąta α.

8. Współrzędne odległościowe na mapie

Przygotowując mapę na przykład z rzutem biegunowym (rys. 2.71a) do szybkiego określania położenia satelity przy użyciu szablonu z zarysem toru trasy punktu podsatelitarnego, warto jest nanieść okręgi jednakowej odległości D w stosunku do położenia operatora N o współrzędnych λ_N i φ_N. Przy małych kątach $\alpha(<30°)$ okręgi $D = \text{const}$ są zbliżone do kół i kreśli się je przez punkty $\lambda_N + \alpha$, $\lambda_N - \alpha$ oraz $\varphi_N + \alpha$ i $\varphi_N - \alpha$.

Przy dużych odległościach potrzebne są dane dokładniejsze dla współrzędnych φ_D i λ_D, dla punktu odległego o D [km], któremu odpowiada kąt środkowy α. Dla ułożenia tabeli przyjmuje się kolejne wartości φ_D w przedziale $\varphi_N + \alpha_{max}$ oraz $\varphi_N - \alpha_{max}$ i dla nich oblicza λ_D z zależności:

$$\lambda_D = \lambda_N \pm \arccos\left(\frac{\cos\alpha - \sin\varphi_N \sin\varphi_D}{\cos\varphi_N \cdot \cos\varphi_D}\right) \tag{2.102}$$

W praktyce kreśli się okręgi o kątach środkowych (tablica 2.5.2).
α_{max} — odpowiadający EL = 0° dla linii horyzontalnej D_h,
α_{20} — odpowiadający EL = 20° — około połowa zasięgu D_h,
$2 \cdot \alpha_{max}$ — odpowiadający $2 \cdot D_h$, to jest najdalszemu położeniu korespondenta poza horyzontem, z którym przez chwilę wspólnie widzi się jednocześnie satelitę na linii horyzontu.

Tablica 2.5.2

Współrzędne λ_D okręgów dla odległości D dla RS 3+8 dla stacji N o współrzędnych $\varphi_N = 50°N$, $\lambda_N = 0°$

φ_D [°]	λ_D [°]		
	$D = 0{,}5D_h$ $\alpha = 22°$	$D = D_h$ $\alpha = 37{,}6°$	$D = 2\ D_h$ $\alpha = 75{,}2°$
−20	—	—	31,2
−10	—	—	52,0
0	—	—	66,6
+10	—	—	78,8
+15	—	16,9	84,7
+20	—	28,6	90,4
+30	12,2	42,7	103,2
+40	28,0	52,5	118,8
+50	34,5	60,1	143,3
+60	34,8	66,3	—
+70	19,4	70,7	—
+80		70,1	—

9. Linie azymutów

Kąt odchylenia anteny od kierunku północnego nazywa się azymutem AZ anteny. Jest on mierzony w stopniach przez kierunek wschodni (AZ = 90°), południowy (AZ = 180°) i zachodni (AZ = 270°). W praktyce kreśli się linie azymutalne dla wartości AZ = 30°, 60°, 120° i 150°, a pozostałe dopełnia symetrycznie. Współrzędne szerokości φ_D, odpowiadające kolejnym azymutom oblicza się z zależności:

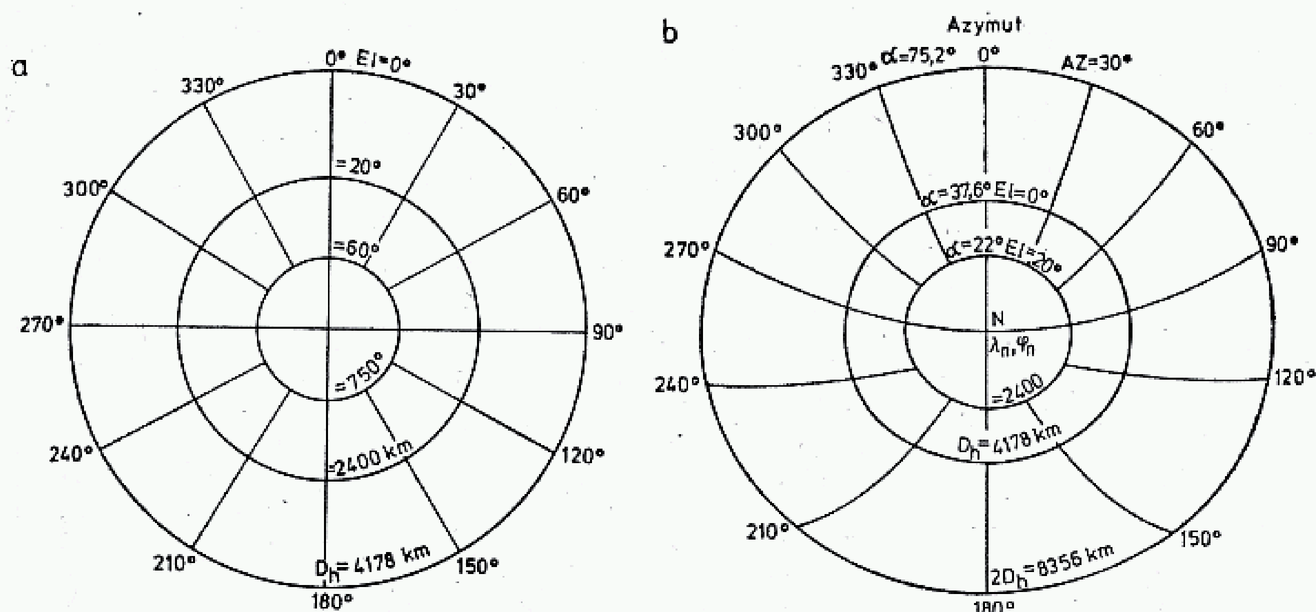
$$\varphi_D = \arcsin(\cos AZ \cos\varphi_N \sin\alpha + \sin\varphi_N \cos\alpha) \tag{2.103}$$

Przy pewnej wprawie obliczenie siatki odległości, azymutów i elewacji, nazywanej pajęczyną przy pomocy kalkulatora wymaga około godziny, na komputerze osobistym po wprowadzeniu programu obliczenie trwa kilka minut. Wyniki zestawia się w tablicy 2.5.3, a następnie nanosi na mapę. Na rysunku 2.73a pokazano uproszczony zarys obszaru widzialności dla RS 3—8, a na rys. 2.73b obraz na

Tablica 2.5.3

Współrzędne azymutów dla okręgów w 9 tablicy 2.5.4

AZ [°]	$\alpha = 22°$	φ_D [°] $\alpha = 37{,}6°$	$\alpha = 75{,}2°$
0	72	87,6	54,8
30	66,7	71,2	47,0
60	56,2	53,4	30,3
90	45,3	37,3	11,3
120	36,1	24,2	−6,5
150	30,1	15,5	−19,9
180	28,0	12,4	−25,2



2.73. Siatka odległości, azymutów i elewacji, tzw. pajęczyna dla RS3-8, dostosowana do mapy z rys. 2.71 dla φ_N = 45—55° N
a — siatka uproszczona, b — dokładna; jej współrzędne są w tablicy 2.5.1 i 2.5.2
Nie odpowiada skali rys. 2.71a i b.

podstawie dokładnych przeliczeń dla szerokości $\varphi_N = 50°$. W tej pajęczynie podano kąty elewacji EL i azymutu AZ. Na rysunku 2.71c pokazano tor dla AO10.

Przy orbicie eliptycznej tor punktu podsatelitarnego jest bardziej złożony, ma nawroty, a w wyniku precesji położenie apogeum zmienia szerokość geograficzną w sposób pokazany na rys. 2.70. W ślad za tym zmienia się kształt toru. Na rysunku 2.71d pokazano przewidywany tor punktu podsatelitarnego, gdy szerokość apogeum $\varphi_a = 0$, tj. gdy leży ono na równiku.

Na rysunku 2.74a pokazano przykład mapy biegunowej z naniesionymi torami AO10, opracowanej przez DL3ZK dla trzech dat: I — 84.10.13.23.20 UT i EQX = 123°, II — 84.10.13.15.09 i EQX = 301° oraz III — 84.10.21.17.32 i EQX = 43°. Na mapie tej dodatkowo naniesiono zasięg widzialności OSCARA oraz linie stałej elewacji EL i azymutu AZ. Na rysunku 2.74b pokazano widok Ziemi oglądanej z AO10 dla toru II o godz. 14.00 UT (rys. górny i toru III o godz. 23.00 UT (rys. dolny).

Na koniec należy podkreślić, że podana metoda obliczeń precesji nie uwzględnia wpływu Słońca i dlatego, przy dokładniejszych obliczeniach, należy przyjmować uaktualnioną wartość rektascensji Ω oraz argumentu perygeum W_0. Są one okresowo publikowane w czasopismach.

2.5.4 Czynne satelity amatorskie z transponderami

OSCAR 10 — AO 10

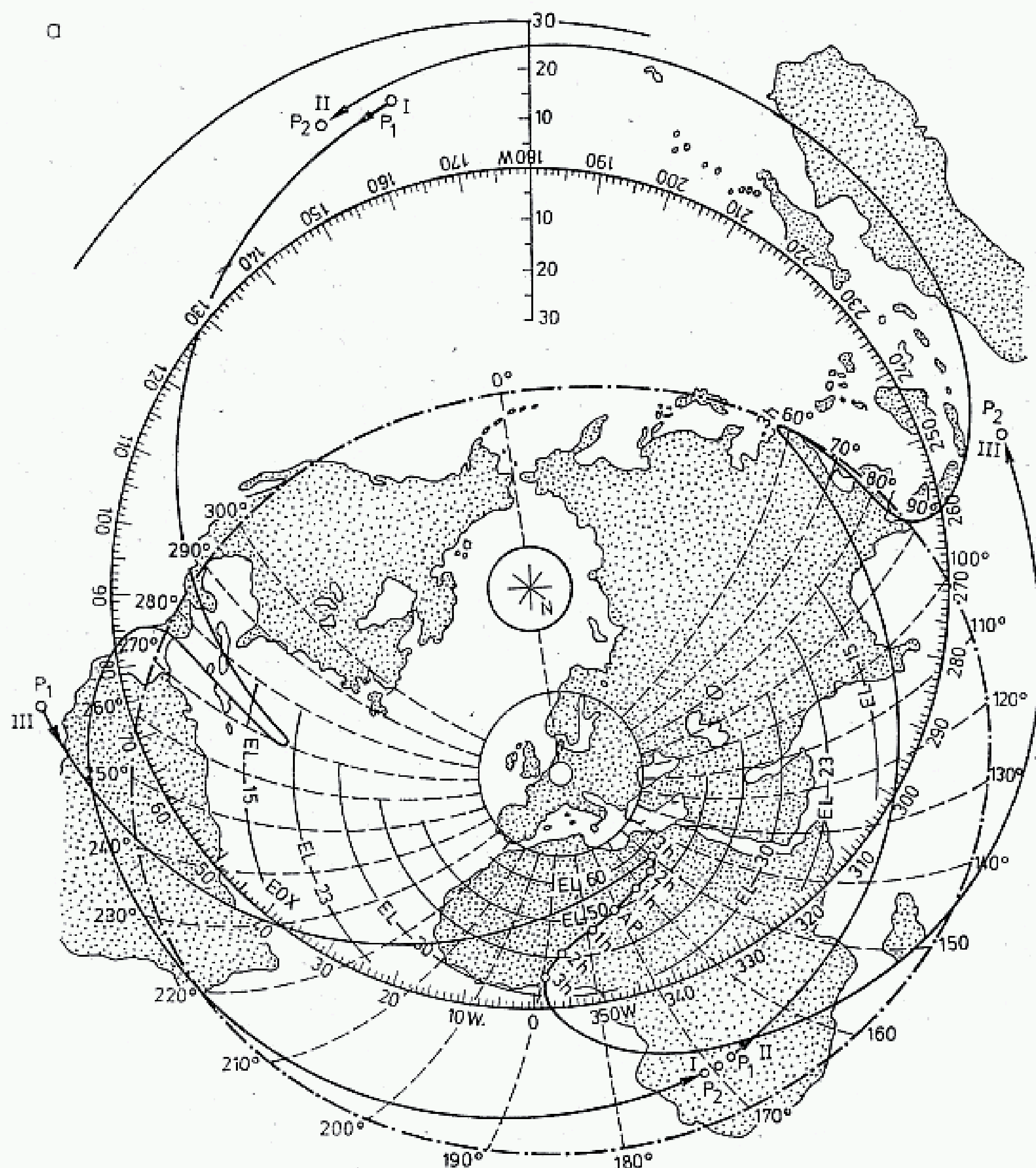
Parametry AO10 dla dnia 5.4.1984 r. podane są w tablicy 2.5.4. Na ich podstawie można określić położenie satelity dla dowolnego dnia i godziny w ciągu najbliższych kilkunastu miesięcy. Metoda obliczania opisana była w poprzednim rozdziale. OSCAR 10 porusza się po bardzo wydłużonej orbicie eliptycznej z okresem około 11,5 h. Każda następna orbita przecina równik (EQX) o 175° bardziej na zachód.

Każde drugie apogeum wypada w tej samej okolicy i jest o 40,9 min wcześniejsze. Pozycja apogeum zmienia się ciągle z prędkością 0,27°/dzień, czyli 98,8°/rok.

Satelita ma dwa transpondery liniowe szerokopasmowe.

Mod. B: odbiera sygnały (ang.: *uplink*) w pasmie 435 027—435 179 kHz, nadaje sygnały (ang.: *downlink*) w pasmie 145 825—145 977 kHz z odwróceniem pasma w wyniku odejmowania sygnałów od $f = 581\,004$ kHz. Przesunięcie dopplerowskie w perygeum 7,7 kHz. Moc wyjściowa 50 W PEP rozłożona po całym pasmie zapewnia słyszalność nawet z odległości 35 500 km. Wymagany potencjał stacji naziemnej EIRP wynosi około 500 W. Jeśli jest większy, to niekorzystnie wpływa na retransmisję stacji słabszych. Własny sygnał powinien być słyszany na poziomie radiolatarni.

Mod. L: odbiera sygnały (*uplink*) 1269,05—1269,85 MHz i nadaje sygnały (*downlink*) 436,15—436,95 MHz z odwróceniem pasma w wyniku odejmowania od 1706,000 MHz. Przesunięcie dopplerowskie w perygeum 21,9 kHz. Moc wyjściowa około 50 W PEP na całe pasmo, potrzebna moc skuteczna stacji naziemnej około 2000 W EIRP.







2.74. a — Mapa biegunowa z torami punktów podsatelitarnych A010 dla dat:
I — 84.10.13.23.20 UT EQX = 123°, II — 84.10.13.15.09 UT EQX = 301° i III — 84.10.21.17.52 UT EQX = 43°. Linia — · · — określa zasięg widzialności D_h przy φ_N = 45—55° N. Dodatkowo nakreślono linie elewacji *EL* i azymutu *AZ*, *b* — Widok Ziemi z A010 dla toru II i III tuż przed apogeum.

Parametry satelitów amatorskich z transponderami

Oznaczenia amatorskie	RS 8	OSCAR 10
Cospar IO	81—1208	83—588
Rok odniesienia	1984	1984
Epoka odniesienia	87, 30431604	97,34280771
Orbita odniesienia	9990	613
Średnia anomalia M [°]	38, 5608	30,1701
Ilość orbit na dobę	12,02940977	2,05857411
Przyspieszenie	0,000 000 15	−0,000 001 42
Duża półoś elipsy a [km]	8045,805955	26102,86032
Inklinacja i [°]	82,9604	25,7059
Mimośród e	0,001099	0,609647
Argument perygeum W_0 [°]	321,4134	260,5025
Rektascensja węzła wst. [°]	189,5113	206,1228
Wysokość apogeum/perygeum	—	35614/3844 km

Radiolatarnie: GB (ang.: *general beacon*) 145,808 MHz 2 W i 436,04 MHz 2 W, EB (ang.: *engineering beacon*) 145,987 MHz 4 W i 436,02 MHz 2 W.

Radiolatarnie E włączane są tylko dla obsługi technicznej AO10, radiolatarnia G podaje stale dane telemetryczne i informacje operatorskie w kodach ASCII, RTTY oraz alfabetem Morse'a tekstem otwartym.

Emisja alfabetem Morse'a rozpoczyna się o każdej pełnej półgodzinie. Na przykład: dnia 85.01.22.08.30 UT podane zostały okresy przebywania w cieniu Ziemi: AO10 QTC 001 ECLIPSE DATA FOR AO10 21 JAN 0733 TO 0748 ES 1913 TO 1928 22 JAN 0652 TO 0708 ES 1832 TO 1848 23 JAN 0611 TO 0628 ES 1751 TO 1807 24 JAN 0530 TO 0547 ES 1710 TO 1727 TIMES ARE UTC AO 10 HI, zaś o 09.00 UT tego samego dnia podał sposoby pracy i położenia MA: AO10 QTC 007 AT MA43 AGC N11 OPERATING SCHEDULE FROM DEC 1 MODE B FROM MA 15 TO 51 MODE L MA 52 TO 60 MODE B MA 60 TO 220 XPONDER OFF MA 221 TO MA 14 (JAN 1 OFF TIME STARTS AT MA 201) MODEL L WILL BE ON EVERY DAY AO 10 HI HI.

Jak już wyjaśniono, MA oznacza średnią anomalię M w jednostkach 1/256 liczoną od perygeum. W chwili komunikatu AO10 znajdował się na MA = 43/256, czyli $M = 60°$ od perygeum. Komputer pokładowy dokonuje przeliczeń MA na podstawie upływu czasu. Co pewien czas stacja naziemna wprowadza do niego poprawki. Komunikat o sposobach pracy był wpisany do pamięci pokładowej w grudniu 1984 r. Aktualnym wpisem są okresy przebywania w cieniu. W Dodatku A podano program do obliczania położenia satelity OA10 za pomocą minikomputera SPECTRUM.

Satelity grupy RADIO SPUTNIK — RS

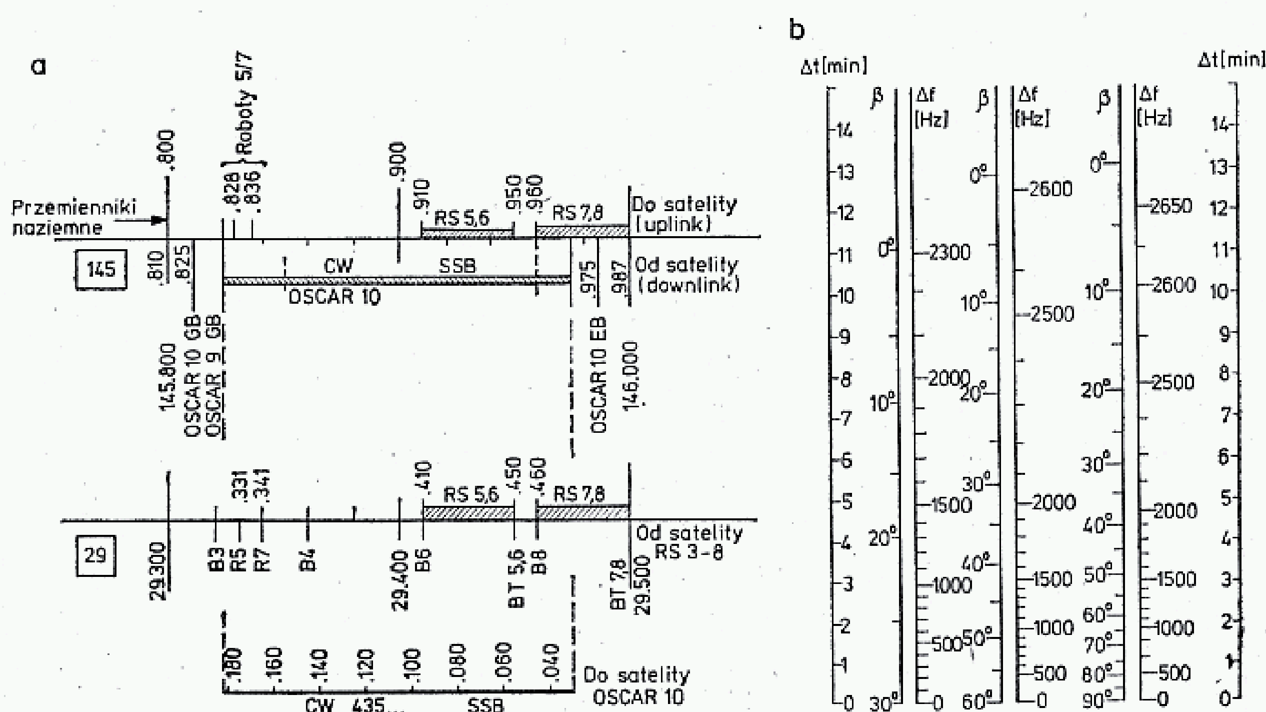
Satelity RS3 do RS8 były wystrzelone 17 grudnia 1981 jedną rakietą, a następnie w odstępach kilkusekundowych oddzielone od ostatniego członu rakiety nośnej. Wszystkie sześć sputników porusza się w jednej płaszczyźnie z czasem obiegu nie-

Parametry satelitów serii RS 3-8

Satelita	Wysokość h [km]	Okres [min]	$\Delta\lambda$ stopni
RS 3	1621	118,5188	29,7565
RS 4	1661	119,3951	29,9757
RS 5	1668	119,5562	30,0160
RS 6	1650	118,7175	29,8062
RS 7	1652	119,1964	29,9260
RS 8	1677	119,7655	30,0684

Powyższe dane pochodzą z 1982 r.

wiele różniącymi się (tablica 2.5.5). Transpondery są wyłączane i włączane rozkazami z Ziemi. W czasie pracy transpondera w danych telemetrycznych po znaku rozpoznawczym, np. RS5, po literze kodowej K podawana jest moc nadajnika, np.: RS5 K56 .... Gdy grupa ta ma postać K00 ..., oznacza to, że transponder nie jest włączony [39, 40, 41]. Rozkład częstotliwości pokazano na rys. 2.75a.



2.75. a — Rozkład częstotliwości transponderów RS 5—8 i OSCARA 10, b — Wartość przesunięcia dopplerowskiego satelity RS dla tras wznoszących się do elewacji 30°, 60° i 90° Czas liczony jest od punktu największego zbliżenia (trawersy) w obie strony

Sputniki RS5 i RS7 zawierają szereg nowych urządzeń, nie występujących w dotychczas wystrzelonych sputnikach typu OSCAR. Jednym z nich jest ROBOT. Można z nim przeprowadzić QSO pod warunkiem spełnienia kilku wymagań. Częstotliwości wejściowe ROBOT-ów wynoszą RS5: 145 828 kHz, RS7: 145 836 kHz, przy czym należy uwzględnić przesunięcie dopplerowskie. Wartości przesunięć Dopplera zależą od położenia trasy satelity w stosunku do operatora. W chwili największego zbliżenia, tj. przechodzenia satelity przez tzw. trawersę, jest on dla danej orbity wzniesiony pod najwyższym kątem elewacji EL. Na rysunku 2.75b

pokazano wartości przesunięć dopplerowskich dla tras z trawersami EL = 30°, 60° i 90°. Na brzegu odłożono czas liczony od trawersy w obu kierunkach. Gdy satelita zbliża się znad horyzontu do trawersy, a więc do operatora, to od częstotliwości znamionowej odejmujemy Δf wyznaczone z rysunku, zaś po przejściu trawersy Δf dodajemy. Łączność z ROBOT-em jest możliwa, jeśli do jego kanału wejściowego nie docierają inne sygnały i zakłócenia, gdy poziom sygnałów stacji przekracza poziomy progowe ROBOT-a, częstotliwość wejściowa sygnału jest właściwa z dokładnością ±0,5 kHz i treść informacji jest nadana dokładnie, bezbłędnie i w jednym rytmie. Obowiązuje następujący sposób wołania ROBOT-a: RS5 DE UA3XBU AR.

Jeśli sygnał został przyjęty prawidłowo, to ROBOT odpowiada: UA3XBU DE RS5 UR QSO NR 012 UA3XBU DE RS5 UR QSO NR 012 OP ROBOT TKS FR QSO 73 SK. Po odbiorze podanego tekstu nie ma sensu cokolwiek więcej nadawać do ROBOT-a i częstotliwość należy zwolnić. Gdy do ROBOT-a docierają zakłócenia, emituje on przypadkowe fragmenty tekstu stałego, zapisanego w pamięci pokładowej. Po każdym QSO ROBOT zapisuje w pamięci pokładowej znak stacji i numer QSO. Pamięć ma pojemność dla 64 łączności i 999 znaków. Znak wywoławczy musi mieć co najmniej 4 znaki i nie więcej niż 6.

Na rozkaz stacji naziemnej zawartość pamięci ROBOT-a w postaci pakietu emisji przesyłana jest na Ziemię. W innej pamięci RS5 i RS7 zapisywana jest informacja przeznaczona dla ogółu i retransmitowana na częstotliwości 29 330 i 29 340 kHz. Są tam zapisywane parametry orbit referencyjnych EQX. Na przykład 82.08.26 RS7 na 29340 kHz podał: REF ORB 28 AUGUST RS5 EQX 00,00UT 193W RS6 01,05UT 211W RS7 01.43UT 220W RS8 00,50UT 202W, albo informację dla amatorów, na przykład: dnia 82.08.28 na RS5 na 29330 kHz: VVV DE WEZ MIR NA ZEMLE NA MORE I W EFIRE NESET LENINGRADSKAJA JAHTA AWRORA PO BALTIKE EK3AFX.

Dane telemetryczne podawane przez RS3—8 można dekodować stosując specjalny klucz opisany w literaturze [54] oraz w Radio 9/1982 r.

2.5.5 Problemy operatorskie

Na satelitach zainstalowane są anteny z polaryzacją kołową i liniową. W wyniku wirowania satelity wokół własnej osi, niekoniecznie wokół osi symetrii, położenie tych anten w stosunku do linii łączącej ze stacją naziemną jest zmienne. Powoduje to powstawanie zaników polaryzacyjnych sygnału dochodzącego do satelity i odbieranego od satelity. Zaniki te mogą dochodzić do 20 dB i trwają od 0,8 s do 2,5 s. Po jakimś czasie lotu, mechanizm stabilizacji położenia satelity zmniejsza prędkość wirowania oraz stabilizuje położenie osi obrotu, najkorzystniejsze dla danego satelity.

Praktyka wykazuje, że łączności można przeprowadzać z antenami o polaryzacji liniowej poziomej, pionowej lub z polaryzacją kołową, lecz wtedy istotny jest zwrot polaryzacji. Anteny z polaryzacją kołową dają sygnał mniejszy w maksimum o około 3 dB, lecz zaniki polaryzacyjne są znacznie słabsze, co ułatwia przeprowadzenie łączności. Do łączności przez AO10 wystarcza nadajnik 432 MHz, o mocy 10 W wypromieniowanej z anteny i o zysku 11—13 dB, np. SP6LB-III

oraz odbiornik 144 MHz z BF 981 na wejściu i anteną 9 elementową typu YAGI, np. SP6LB-II.

Dla lepszej kompensacji zaników polaryzacyjnych należałoby stosować anteny o dwóch polaryzacjach liniowych połączonych z dwoma identycznymi torami odbiorczymi, synfazowymi, z sumowaniem sygnału przed lub po detektorze.

Łączności przez RS 5—8 są znacznie łatwiejsze, gdyż odbiornik w transponderze jest bardziej czuły, co pozwala na stosowanie anten o mniejszym wzmocnieniu, a po stronie odbiorczej — 29 MHz można nawet stosować anteny dipolowe typu GP lub krzyżakowe.

2.6 Obliczanie odległości i siatka LOCATOR

2.6.1. Obliczanie odległości i azymutu

Odległość D, mierzoną po powierzchni Ziemi między dwiema stacjami A i B o współrzędnych geograficznych: długość λ_A i λ_B oraz szerokość φ_A i φ_B oblicza się ze wzoru:

$$D = K\alpha = K\arccos[\sin\varphi_A \sin\varphi_B + \cos\varphi_A \cos\varphi_B \cos(\lambda_A - \lambda_B)] \qquad (2.103)$$

gdzie: D [km],

λ_A, λ_B, φ_A i φ_B podane w stopniach i ich dziesiętnych, z uwzględnieniem minusa dla długości na zachód od Greenwich.

Sposób przeliczania minut i sekund kątowych na dziesiętne stopnia najlepiej objaśnia przykład: 21°17′30″ = 21°+17/60+30/3600 = 21,2917°.

Przyjmując średni promień Ziemi R_z = 6367,55 km otrzymuje się K = = 111,1347 km/° dla szerokości geograficznej φ = 45°. Na równiku otrzymuje się odległości o 0,2% za małe, na biegunie o 0,2% za duże. Stanowi to około 1,8 km przy odległości D = 1000 km. Dokładną wartość otrzymuje się ze wzoru:

$$K = 111.1347 + 0{,}1867\cos(\varphi_A + \varphi_B) \qquad (2.104)$$

Na przykład odległość między stacjami A: SP9AFI i B: OZ7IS z λ_A = = 19,033°, φ_A = 49,771° i λ_B = 12,3°, φ_B = 55,6875° przy K = 111,085 wyniesie D = 797,4 km. W tablicy 2.6.1 pokazano przykład obliczania tej odległości za pomocą kalkulatora LOLEK. Przy obliczaniu dzienników za zawody warto stosować kalkulatory programowane, do których po odpowiednim zaprogramowaniu i wpisaniu własnych współrzędnych wprowadza się tylko współrzędne korespondenta. Jako wynik otrzymuje się odległość QRB oraz można przy okazji określić azymut dla korespondenta. Oblicza się go z wzoru (2.103) po odpowiednim przekształceniu:

$$AZ = \arccos\frac{\sin\varphi_B - \sin\varphi_A \cos\alpha}{\cos\varphi_A \sin\alpha} \qquad (2.105)$$

gdzie: α — kąt środkowy określony wzorem (2.103) (rys. 2.72).

W Dodatku B podano program do obliczania odległości i azymutu między stacjami.

Tablica 2.6.1

Przykład obliczeń na kalkulatorze LOLEK odległości między SP9AFI i OZ7IS

Krok	Działanie	Wskaźnik
1.	$\lambda_A - \lambda_B =$	6,7333333
2.	$F\cos$	,9931026
3.	$\times \varphi_A F \cos$	,6458464
4.	$\times \varphi_B F \cos$	,5637063
5.	$=$	,3615566
6.	$+F\varphi_A F \sin$	,7634674
7.	$\times \varphi_B F \sin$	,8259753
8.	$=$	,9921617
9.	$F \operatorname{arc}\cos$	7,178455
10.	$\times 111{,}1347 =$	797,775

Wynik: odległość wynosi 798 km.

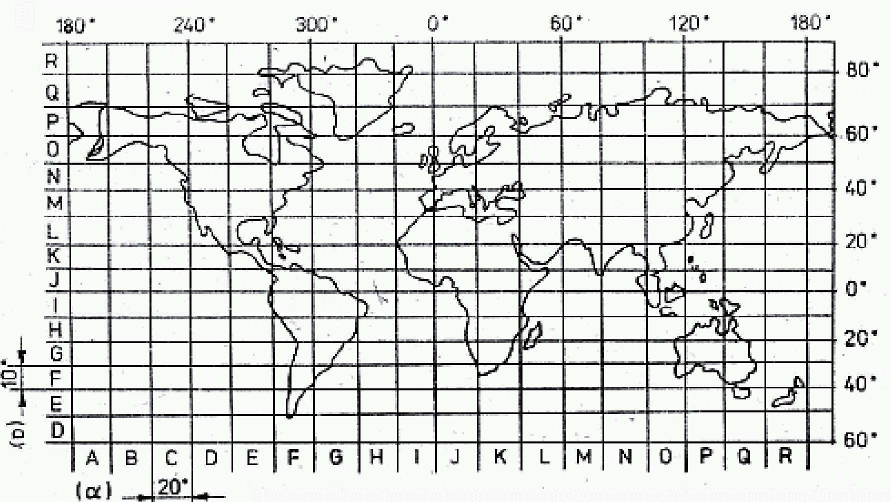
2.6.2. Siatka LOCATOR

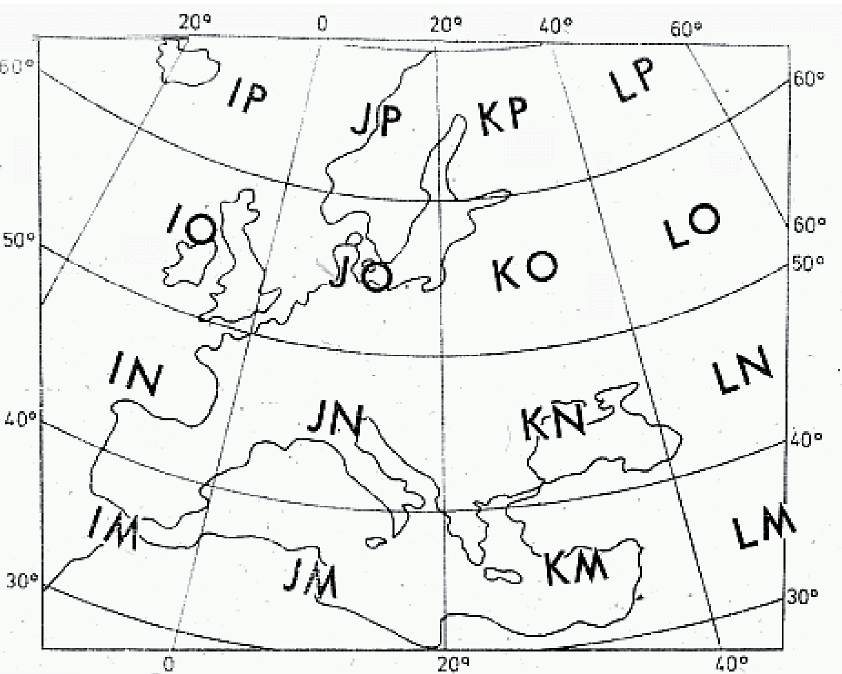
Podawanie w czasie łączności na UKF współrzędnych geograficznych położenia stacji, długości λ i szerokości φ jest niepraktyczne (przykład dla Cieplic: 15° 41′ 09″ E i 50° 51′ 49″ N). Z tego powodu europejscy UKF-owcy przyjęli, zaproponowaną w 1958 r. przez DL3NQ, siatkę współrzędnych, nazywaną początkowo błędnie, siatką QRA Kenner. Siatka ta, przyjęta następnie przez IARU I Region pod prawidłową już nazwą QTH locator, stała się bardzo popularna na terenie Europy, gdyż znakomicie ułatwiała określenie położenia stacji dla obliczenia odległości, a także stworzyła warunki współzawodnictw specyficznych dla łączności na UKF. Sposób korzystania z siatki QTH locatora opisany był w Radioamatorze i Krótkofalowcu 8/1964.

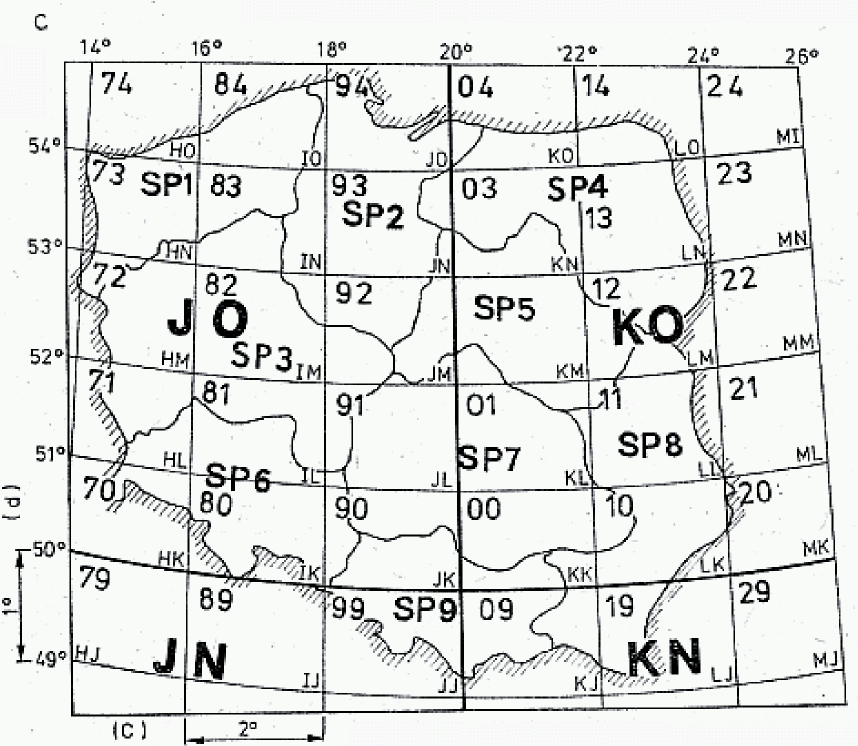
Podstawowa siatka QTH locatora pokrywała zaledwie część Europy: na północ od 40°N i na wschód od 0°. Dla pokrycia pozostałych obszarów Europy musiano replikować tę siatkę jeszcze trzykrotnie, lecz nie stanowiło to większego problemu. Korzyści wynikające ze stosowania siatki QTH locatorów zachęcały do rozszerzenia jej na cały świat. Wymagałoby to jednak 49 krotnego jej replikowania i prowadziłoby do dużych niejednoznaczności. Z tych powodów przyjęto nową siatkę ogólnoświatową, nazywaną LOCATOR (skrót LOC) zaproponowaną w 1980 r. w Maidenhead na Konferencji UKF I Regionu IARU.

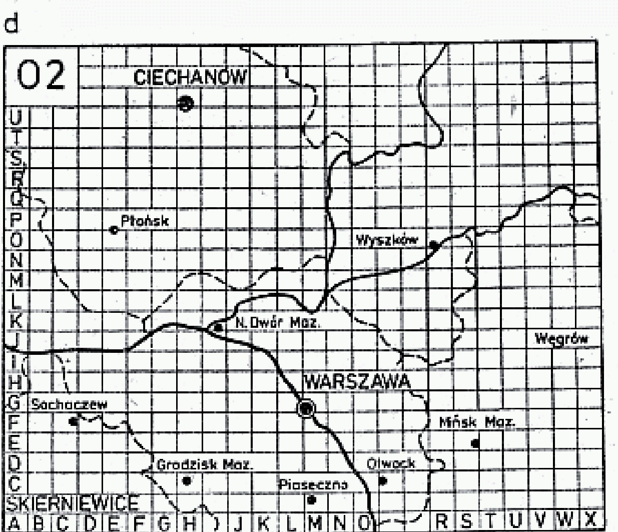
W siatce LOCATOR położenie stacji, w dowolnym punkcie globu ziemskiego określane jest sześcioma znakami, np. JO 70 UU. W siatce tej (rys. 2.76) wyróżnia się duże pola literowe (np. JO) o wymiarach 20°×10°, pola cyfrowe (np. 70) o wymiarach 2°×1° i elementarne pola literowe (np. UU) o wymiarach 5′×2,5′ (0,083(3)°×0,0416(6)°). Na szerokości 50° pole to ma wymiary około 6×4,6 km.

Pola cyfrowe LOC pokrywają się z polami dużymi QTH locatora, co pozwala na utrzymanie popularnego współzawodnictwa w liczbach uzyskanych pól (uwaga, niektórzy pola te błędnie nazywają kwadratami). Dużych pól literowych LOC jest 18×18 = 324, z czego w co najmniej 170 znajdują się lądy. Na rysunku









2.76. Siatka LOCATOR obowiązująca od 1.1.1985 r.

a — podział świata na duże pola literowe, b — duże pola literowe w Europie, c — siatka LOCATOR'a dla Polski, d — podział pola cyfrowego na elementarne pola literowe.

Tablica 2.6.2

Przyrosty długości λ' i szerokości φ' środków elementarnych pól LOCATORA w dziesiętnych częściach stopnia geograficznego

Litera	Przyrost	
	długość λ'	szerokości φ'
A	0,0417°	0,0208°
B	0,1250	0,0625
C	0,2083	0,1042
D	0,2917	0,1458
E	0,3750	0,1875
F	0,4583	0,2292
G	0,5417	0,2709
H	0,6250	0,3125
I	0,7083	0,3542
J	0,7917	0,3959
K	0,8750	0,4375
L	0,9583	0,4792
M	1,0417	0,5209
N	1,1250	0,5625
O	1,2083	0,6042
P	1,2917	0,6459
Q	1,3750	0,6875
R	1,4583	0,7292
S	1,5417	0,7709
T	1,6250	0,8125
U	1,7083	0,8542
V	1,7917	0,8959
W	1,8750	0,9375
X	1,9583°	0,9792°

2.76b pokazano część siatki obejmującą Europę, na rys. 2.76c — obejmującą Polskę, a na rys. 2.76d — pole cyfrowe KO Ø2 z podziałem na elementarne pola literowe.

Przy łącznościach MKF niektóre stacje stosują dodatkowy podział elementarnego pola literowego na 10×10 mikropól cyfrowych o wymiarach około 0,56× ×0,46 km. Pełne oznaczenie położenia zawiera 6 znaków, np. dla Otwocka LOC = = KC Ø2 PC, przy czym zawsze najpierw podaje się współrzędne długości, a potem szerokości. W przypadku, gdy stacja znajduje się na linii dzielącej dwa pola, to przyjmuje się oznaczenie pola na północ lub na wschód od wspólnej linii. Położenie stacji odnoszone jest zawsze do środka pola elementarnego i odległości liczy się między tymi środkami. Współrzędne geograficzne położenia stacji ze znanym LOC określa się za pomocą mapek 2.76b i c oraz tablicy 2.6.2, w której podano przyrost długości i szerokości geograficznej w polu cyfrowym, w zależności od liter z pola elementarnego. Dla przeliczenia starego QTH locatora na nowy LOCATOR można posłużyć się tablicą 2.6.3, z której odczytujemy — na przykład dla radiolatarni SP6VHF: QTH loc = HK29a, LOC+JO 7Ø UR i położenia: $\lambda = 14° + 1,7083 = 15,7083°$ oraz $\varphi = 50° + 0,7292 = 50,7292°$.

Tablica przeliczeń QTHloc. na LOCATOR

		V	W	X	Y	Z		A	B	C	D	E	F	G	H	I	J		K	L	M	N	O	P	Q	R	S	T
Z	IP	55	65	75	85	95	JP	05	15	25	35	45	55	65	75	85	95	KP	05	15	25	35	45	55	65	75	85	95
Y		54	64	74	84	94		04	14	24	34	44	54	64	74	84	94		04	14	24	34	44	54	64	74	84	94
X		53	63	73	83	93		03	13	23	33	43	53	63	73	83	93		03	13	23	33	43	53	63	73	83	93
W		52	62	72	82	92		02	12	22	32	42	52	62	72	82	92		02	12	22	32	42	52	62	72	82	92
V		51	61	71	81	91		01	11	21	31	41	51	61	71	81	91		01	11	21	31	41	51	61	71	81	91
U		50	60	70	80	90		00	10	20	30	40	50	60	70	80	90		00	10	20	30	40	50	60	70	80	90
T		59	69	79	89	99		09	19	29	39	49	59	69	79	89	99		09	19	29	39	49	59	69	79	89	99
S		58	68	78	88	98		08	18	28	38	48	58	68	78	88	98		08	18	28	38	48	58	68	78	88	98
R		57	67	77	87	97		07	17	27	37	47	57	67	77	87	97		07	17	27	37	47	57	67	77	87	97
Q		56	66	76	86	96		06	16	26	36	46	56	66	76	86	96		06	16	26	36	46	56	66	76	86	96
P	IO	55	65	75	85	95	JO	05	15	25	35	45	55	65	75	85	95	KO	05	15	25	35	45	55	65	75	85	95
O		54	64	74	84	94		04	14	24	34	44	54	64	74	84	94		04	14	24	34	44	54	64	74	84	94
N		53	63	73	83	93		03	13	23	33	43	53	63	73	83	93		03	13	23	33	43	53	63	73	83	93
M		52	62	72	82	92		02	12	22	32	42	52	62	72	82	92		02	12	22	32	42	52	62	72	82	92
L		51	61	71	81	91		01	11	21	31	41	51	61	71	81	91		01	11	21	31	41	51	61	71	81	91
K		50	60	70	80	90		00	10	20	30	40	50	60	70	80	90		00	10	20	30	40	50	60	70	80	90
J		59	69	79	89	99		09	19	29	39	49	59	69	79	89	99		09	19	29	39	49	59	69	79	89	99
I		58	68	78	88	98		08	18	28	38	48	58	68	78	88	98		08	18	28	38	48	58	68	78	88	98
H		57	67	77	87	97		07	17	27	37	47	57	67	77	87	97		07	17	27	37	47	57	67	77	87	97
G		56	66	76	86	96		06	16	26	36	46	56	66	76	86	96		06	16	26	36	46	56	66	76	86	96
F	IN	55	65	75	85	95	JN	05	15	25	35	45	55	65	75	85	95		05	15	25	35	45	55	65	75	85	95
E		54	64	74	84	94		04	14	24	34	44	54	64	74	84	94		04	14	24	34	44	54	64	74	84	94
D		53	63	73	83	93		03	13	23	33	43	53	63	73	83	93		03	13	23	33	43	53	63	73	83	93
C		52	62	72	82	92		02	12	22	32	42	52	62	72	82	92		02	12	22	32	42	52	62	72	82	92
B		51	61	71	81	91		01	11	21	31	41	51	61	71	81	91		01	11	21	31	41	51	61	71	81	91
A		50	60	70	80	90		00	10	20	30	40	50	60	70	80	90		00	10	20	30	40	50	60	70	80	90
Z		59	69	79	89	99		09	19	29	39	49	59	69	79	89	99		09	19	29	39	49	59	69	79	89	99
Y		58	68	78	88	98		08	18	28	38	48	58	68	78	88	98		08	18	28	38	48	58	68	78	88	98
X		57	67	77	87	97		07	17	27	37	47	57	67	77	87	97		07	17	27	37	47	57	67	77	87	97
W		56	66	76	86	96		06	16	26	36	46	56	66	76	86	96		06	16	26	36	46	56	66	76	86	96
V	IM	55	65	75	85	95	JM	05	15	25	35	45	55	65	75	85	95	KM	05	15	25	35	45	55	65	75	85	95

	A	B	C	D	E	F	G	H	J
01	BX	CX	CW	CV	BV	AV	AW	AX	BW
02	DX	EX	EW	EV	DV	CV	CW	CX	DW
03	GX	GX	GW	GV	GV	FV	FW	FX	GW
04	IX	JX	JW	JV	IV	HV	HW	HX	IW
05	KX	LX	LW	LV	KV	KV	KW	KX	KW
06	NX	OX	OW	OV	NV	MV	MW	MX	NW
07	PX	QX	QW	QV	PV	OV	OW	OX	PW
08	SX	EX	SW	SV	SV	RV	RW	RX	SW
09	UX	VX	VW	VV	UV	TV	TW	TX	UW
10	WX	XX	XW	XV	WV	WV	WW	WX	WW
11	BU	CU	CT	CS	BS	AS	AT	AU	BT
12	DU	EU	ET	ES	DS	CS	CT	CU	DT
13	GU	GU	GT	GS	GS	FS	FT	FZ	GT
14	IU	JU	JT	JS	IS	HS	HT	HU	IT
15	KU	LU	LT	LS	KS	KS	KT	KU	KT
16	NU	OU	OT	OS	NS	MS	MT	MU	NT

	A	B	C	D	E	F	G	H	J
41	BL	CL	CK	CJ	BJ	AJ	AK	AL	BK
42	DL	EL	EK	EJ	DJ	CJ	CK	CL	DK
43	GL	GL	GK	GJ	GJ	FJ	FK	FL	GK
44	IL	JL	JK	JJ	IJ	HJ	HK	FL	IK
45	KL	LL	LK	LJ	KJ	KJ	KK	KL	KK
46	NL	OL	OK	OJ	NJ	MJ	MK	ML	NK
47	PL	QL	QK	QJ	PJ	OJ	OK	OL	PK
48	SL	SL	SK	SJ	SJ	RJ	RK	RL	SK
49	UL	VL	VK	VJ	UJ	TJ	TK	TL	UK
50	WL	XL	XK	XJ	WJ	WJ	WK	WL	WK
51	BI	CI	CH	CG	BG	AG	AH	AI	BH
52	DI	EI	EH	EG	DG	CG	CH	CI	DH
53	GI	GI	GH	GG	GG	FG	FH	FI	GH
54	II	JI	JH	JG	IG	HG	HH	HI	IH
55	KI	LI	LH	LG	KG	KG	KH	KI	KH
56	NI	OI	OH	OG	NG	MG	MH	MI	NH

17	PU	QU	QT	QS	PS	OS	OT	OU	PT	57	PI	QI	QH	QG	PG	OG	OH	OI	PH
18	SU	SU	ST	SS	SS	RS	RT	RU	ST	58	SI	SI	SH	SG	SG	RG	RH	RI	SH
19	UU	VU	VT	VS	US	TS	TT	TU	UT	59	UI	VI	VH	VG	UG	TG	TH	TI	UH
20	WU	XU	XT	XS	WS	WS	WT	WU	WT	60	WI	XI	XH	XG	WG	WG	WH	WI	WH
21	BR	CR	CQ	CP	BP	AP	AQ	AR	BQ	61	BF	CF	CE	CD	BD	AD	AE	AF	BE
22	DR	ER	EQ	EP	DP	CP	CQ	CR	DQ	62	DF	EF	EE	CD	DD	CD	CE	CF	DE
23	GR	GR	GQ	GP	GP	FP	FQ	FR	GQ	63	GF	GF	GE	GD	GD	FD	FE	FF	GE
24	IR	JR	JQ	JP	IP	HP	HQ	HR	IQ	64	IF	JF	JE	JD	ID	HD	HE	HF	IE
25	KR	LR	LQ	LP	KP	KP	KQ	KR	KQ	65	KF	LF	LE	LD	KD	KD	KE	KF	KE
26	NR	OR	OQ	OP	NP	MP	MQ	MR	NQ	66	NF	OF	OE	OD	ND	MD	ME	MF	NE
27	PR	QR	QQ	QP	PP	OP	OQ	OR	PQ	67	PF	QF	QE	QD	PD	OD	OE	OF	PE
28	SR	SR	SQ	SP	SP	RP	RQ	RR	SQ	68	SF	SF	SE	SD	SD	RD	RE	RF	SE
29	UR	VR	VQ	VP	UP	TP	TQ	TR	UQ	69	UF	VF	VE	VD	UD	TD	TE	TF	UE
30	WR	XR	XQ	XP	WP	WP	WQ	WR	WQ	70	WF	XF	XE	XD	WD	WD	WE	WF	WE
31	BO	CO	CN	CM	CM	AM	AN	AO	BN	71	BC	CC	CB	CA	BA	AA	AB	AC	BB
32	DO	EO	EN	EM	DM	CM	CN	CO	DN	72	DC	EC	EB	EA	DA	CA	CB	CC	DB
33	GO	GO	GN	GM	GM	FM	FN	FO	GN	73	GC	GC	GB	GA	GA	FA	FB	FC	GB
34	IO	JO	JN	JM	IM	HM	HN	HO	IN	74	IC	JC	JB	JA	IA	HA	HB	HC	IB
35	KO	LO	LN	LM	KM	KM	KN	KO	KN	75	KC	LC	LB	LA	KA	KA	KB	KC	KB
36	NO	OO	ON	OM	NM	MM	MN	MO	NN	76	NC	OC	OB	OA	NA	MA	MB	MC	NB
37	PO	QO	QN	QM	PM	OM	ON	OO	PN	77	PC	QC	QB	QA	PA	OA	OB	OC	PB
38	SO	SO	SN	SM	SM	RM	RN	RO	SN	78	SC	SC	SB	SA	SA	RA	RB	RC	SB
39	UO	VO	VN	VM	UM	TM	TN	TO	UN	79	UC	VC	VB	VA	UA	TA	TB	TC	UB
40	WO	XO	XN	XM	WM	WM	WN	WO	WN	80	WC	XC	XB	XA	WA	WA	WB	WC	WB

Wykaz literatury do rozdziału 2

1. Bieńkowski Z. SP6LB, Lipiński E.,: *Anteny KF i UKF*; WKŁ, Warszawa 1978.
2. Praca zbiorowa pod redakcją Knocha L.: *Systemy radiokomunikacji satelitarnej*; WKŁ, Warszawa 1980.
3. Skolnik M.: *Radar Handbook*; McGraw Hill, USA 1970.
4. RSGB Microwave Committee. *The potential of the new milimetric microwave allocations*; RSGB-London 1980.
5. Zimmermann E., HB9MIN: *Microwave propagation in the atmosphere*; DUBUS Nr 1, 1980.
6. Bem D. J.: *Anteny i rozchodzenie się fal radiowych*; WNT, Warszawa 1973.
7. Lisicki W.: *Propagacja fal radiowych*; WKŁ, Warszawa 1962.
8. Dołuchanow M.: *Propagacja fal radiowych*; WKŁ, Warszawa 1975.
9. Troickij W.: *Razprostranienie ultrakorotkich woln w gorach*; Swjaz, Moskwa 1968.
10. Holejko K.: *Precyzyjne elektroniczne pomiary odległości i kątów*; WNT, Warszawa 1981.
11. Evans D. G3RPE, Jessop G., G6JP: *VHF/UHF Manual*; 3rd edition RSGB, London 1978.
12. Praca zbiorowa pod redakcją Gusjatinski I.: *Dalniaja troposfernaja radioswiaź*; Swiaź, Moskwa 1968.
13. Praca zbiorowa pod redakcją Rotkiewicza W.: *Kompatybilność elektromagnetyczna w radiotechnice.* WKŁ, Warszawa 1978.
14. Kulikowski J.: *Poradnik miłośnika astronomii.* PWN, Warszawa 1956.
15. Filipp N.: *Rassejanie radiowoln anizotropnoj jonosferoj*; Sztince, Kisziniew 1974.
16. Lange-Hesse G., DJ2BC: *Fernausbreitung*; CQ DL, 1/1982.
17. Niefind R., DK2ZF: *50 MHz-UKW Rundschau*; CQ DL 1/1980.
18. Eichenauer W., DJ2RE: *DX Verbindungen im 50 MHz Band während des Sonnenflecken-zyklus 21*; CQ DL, 1/1982.

19. Harrison R., VK2ZTB (tłum. na język niem. DL3WR): *Transäquatioriale UKW Ausbreitung*; UKW Berichte 2/1973.
20. Kochan H.: *Einfluss der Solar-terrestrischen Beziehungen auf die Rückstreuausbreitung im 2 m und 10 m Band*; CQ 6 i 7/1974.
21. Dieminge W., DL6DS, Röttger J., DJ3KR: T*ransäquatoriale Kurzwellenfunkverbindungen*; CQ DL 2 i 3, 1975.
22. Praca zbiorowa pod redakcją Reiserta J., W1JR: *A Newly Discovered Mode of VHF Propagation*; QST 10. 1978.
23. Rottger J.: *Transequatorial dx contacts on 144 MHz*; Radiocommunication 12, 1978 oraz Dubus 4, 1978.
24. Niefind R., DK2ZF: *Transequatorial Propagation*; Dubus, 2, 1978.
25. Cracknell R., ZE2JV, Anderson F., ZS6PW, Fimerelis C., SV1DH: *The Euro-Asia to Africa VHF Transequatorial circuits During Solar Cycle 21*; QST 11 i 12, 1981 oraz Radio REF 2, 1982.
26. Wisbar H., DL1LB: *Die normale Fernübertragung an der F2 Schicht im Wellenbereich 28 MHz — 52 MHz Spezial in Richtung Ost-West*; CQ DL 11, 1979.
27. Cracknell G., ZE2JV, Whiting A., 5B4WR: *Twenty one Years of TE.* Radiocommunication, 8. 1980.
28. Kneisel T., K4GFG: *Ionospheric Scatter By Field-Aligned Irregulareities at 144 MHz*; QST 1, 1982.
29. Czechowsky P.: *Rückstreunung von Radio-Wellen an Polarlichtern*; CQ-DL 6, 7, 10 i 11/1974.
30. Canivenc S., F8SG: *VHF Sporadic-E activity during July 10, 1978 — A preliminary short study*; REF IARU, Committee B, doc. BM/26.
31. Wisbor H., DL1LB: *Erkenntnisse aus den 21 und 19 Sonnenfleckenmaximum für den VHF Bereich*; CQ-DL 1/82.
32. Lange-Hesse D., DJ2BC: *Polarlicht als Rückstrahler ultrakurzer Wellen*; DL-QTC 6/1967.
33. Pogorelko P.: *Nowyj wid dalnej swiazi na metrowych wolnach*; Sowietskoje Radio, Moskwa 1959.
34. Matthews J., G3WZT: *The astronomy of meteor scatter*; Radio Communication 5/1981.
35. Ludlow J., GW3TZH: *VHF meteor scatter propagation*; Radio Communication 2/1975.
36. Barber A., KC2BO: *A simplified Procedure for Locating and Tracking the Moon*; QST 1/1982.
37. Reisert J., W1JR: *Requirements and recommendations for 70 cm EME*; Ham Radio 6/1982
38. Dou Lund WAØIQN: *How High the Moon*; QST 7/1965.
39. Dobrożasnskij W.: *Retrenslator, kak czerez niego rabotat*; Radio 7/7.
40. Praca zbiorowa pod redakcją Byczkow S.: *Kosmiczeskije Radiotechniczeskije Kompleksy*; Sowietskoje Radio, Moskwa 1967.
41. Praca zbiorowa pod redakcją Petrowicza N.: *Kosmiczeskaja Radioswjaz*; Sowietskoje Radio, Moskwa, 1979.
42. Raddatz J., DL3ZK: *Amsat Oscar 7 Zwischen Sonnenlicht und Erdschatten*; CQ-DL 10/1979.
43. Raddatz J., DL3ZK: *Bahnverfolgung von Amateurfunk-Satelliten in Kreisbahnen*; CQ-DL 11/1981.
44. Bieńkowski Z., SP6LB: *Observations of some propagation propriety in satellite communi. cation*; EMC Symposium, Wrocław 1982.
45. Weissferdt F.: *UOSAT-der erste britische Amateurfunk Satellit*; CQ-DL 8/81.
46. Kraus J.: *Radio Astronomy*; McGraw Hill, London 1967.
47. *The 1981—82 Lunar Directory*; VARIAN, EIMAC dirision, California.
48. Daridoff R., K2UBC: *The satellite Experimentes Handbook*; ARRL 1984.

3

ELEMENTY I OBWODY PASYWNE

W większości urządzeń nadawczych i odbiorczych UKF sygnał jest formowany na częstotliwościach znacznie niższych. Dlatego podano tu wybrane ogólne wiadomości dotyczące całego zakresu częstotliwości radiowych, a szczególnie, dotyczące zachowania się elementów i obwodów przy częstotliwościach UKF. Podano także wybrane wiadomości potrzebne przy projektowaniu niektórych typowych urządzeń UKF, pozostałe zaś można znaleźć w łatwo dostępnej literaturze z podstaw elektrotechniki i elektroniki [1÷11], a także w podręcznikach dla szkół zawodowych i akademickich.

Wybierając materiał autor założył, że czytelnik opanował już wiadomości potrzebne do uzyskania świadectwa uzdolnienia na obsługę radiostacji amatorskich. Celem tego rozdziału jest rozszerzenie tych wiadomości o sprawy specyficzne dla zakresu UKF, a dla bardziej zaawansowanych UKF-owców dostarczenie informacji dotyczących współcześnie stosowanych obwodów pasywnych, a w szczególności filtrów i sprzęgaczy.

Szczególne właściwości elementów i obwodów w zakresie UKF wynikają z faktu, że wymiary geometryczne rezystorów, kondensatorów, czy cewek wraz z doprowadzeniami stanowią znaczącą część długości fali, co wymaga traktowania ich jako krótkich odcinków linii długich o stałych rozłożonych R, L i C.

Jeśli długość elementów jest mała ($l < 0{,}1\ \lambda$), to w niektórych przypadkach można zagadnienie uprościć, stosując taki opis jak w obwodach o stałych skupionych: rezystancji R, indukcyjności L i pojemności C, składających się na impedancję Z.

3.1 Podstawowe zależności opisujące pracę obwodów

1. Prawo Ohma wiąże ze sobą impedancję Z [Ω], napięcie U [V] i prąd I [A] traktowane jako wektory z kątem fazowym φ [°]:

$$Z = \frac{U}{I}; \quad U = I \cdot Z; \quad I = \frac{U}{Z} \tag{3.1}$$

Odwrotność impedancji Z jest nazywana admitancją $Y = 1/Z$.

Impedancja Z składa się z połączonych szeregowo: rezystancji R [Ω], i reaktancji X [Ω]:

$$Z = R+jX \quad \text{oraz} \quad |Z| = \sqrt{R^2+X^2} \tag{3.2}$$

gdzie $|Z|$ oznacza moduł wartości Z.

Reaktancja X może mieć charakter indukcyjny X_L lub pojemnościowy X_C i zależny od częstotliwości f [Hz]:

$$X_L = \omega L = 2\pi f L; \tag{3.3}$$

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C} \ [\Omega]$$

gdzie: f — częstotliwość [Hz], L — indukcyjność [H], C — pojemność [F], zaś $\omega = 2\pi f$ jest pulsacją [rad/s].

W praktyce stosuje się wzory:

$$X_L = 2\pi f L \cdot 10^{-3}; \quad X_C = \frac{10^6}{2\pi f C} = \frac{159\,155}{fC} \ [\Omega] \tag{3.3a}$$

gdzie: f — [MHz], L — [nH], C — [pF], zaś X_C i X_L [Ω].

Ze wzorów (3.3a) otrzymuje się:

$$L = \frac{10^3}{2\pi f} X_L = \frac{159{,}155}{f} X_L \ \text{oraz}$$

$$C = \frac{10^6}{2\pi f X_C} = \frac{159\,155}{f X_C} \tag{3.3b}$$

Wartości X_L i X_C dla poszczególnych pasm amatorskich można odczytać z rys. 3.1a i b lub z nomogramu 3.1c.

W układach z szeregowo połączonymi elementami R, L i C wzór (3.2) można zapisać w postaci:

$$Z = R+j(X_L-X_C) \quad \text{oraz} \quad |Z| = \sqrt{R^2+(X_L-X_C)^2} \tag{3.2a}$$

2. *Moc pozorna* S w układzie wynosi:

$$S = UI \ [\text{V}\cdot\text{A, V, A}] \tag{3.4}$$

zaś *moc czynna*

$$P = S\cos\varphi = UI\cos\varphi = I^2R = U^2/R \ [\text{W, V, A, }\Omega] \tag{3.5}$$

gdzie: U, I są wartościami skutecznymi napięcia i prądu.

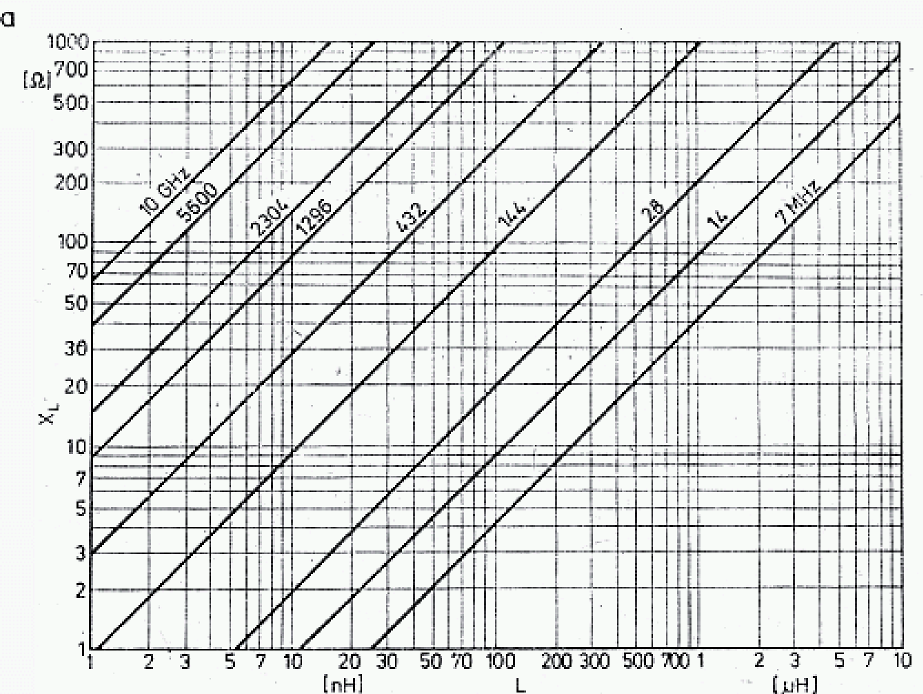
W przebiegach sinusoidalnych przemiennych wartości maksymalne wynoszą odpowiednio:

$$U_{max} = \sqrt{2}U, \quad I_{max} = \sqrt{2}I, \quad S_{max} = 0{,}5U_{max}\cdot I_{max} \tag{3.6}$$

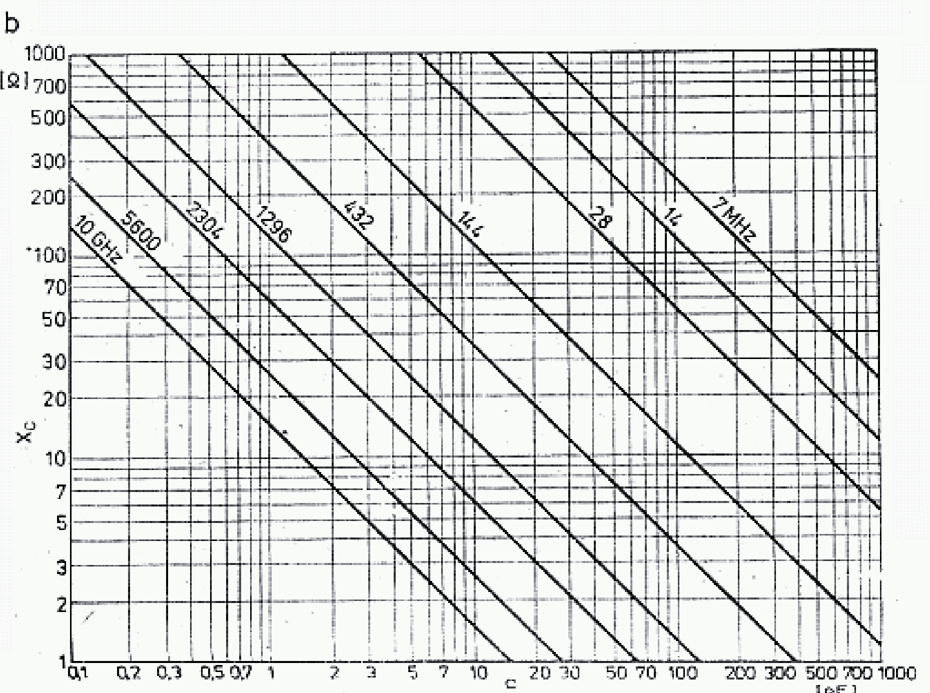
3. Rezystory R_1 i R_2 *łączone szeregowo* (rys. 3.2a) mają rezystancję wypadkową:

$$R_s = R_1+R_2 \tag{3.7a}$$

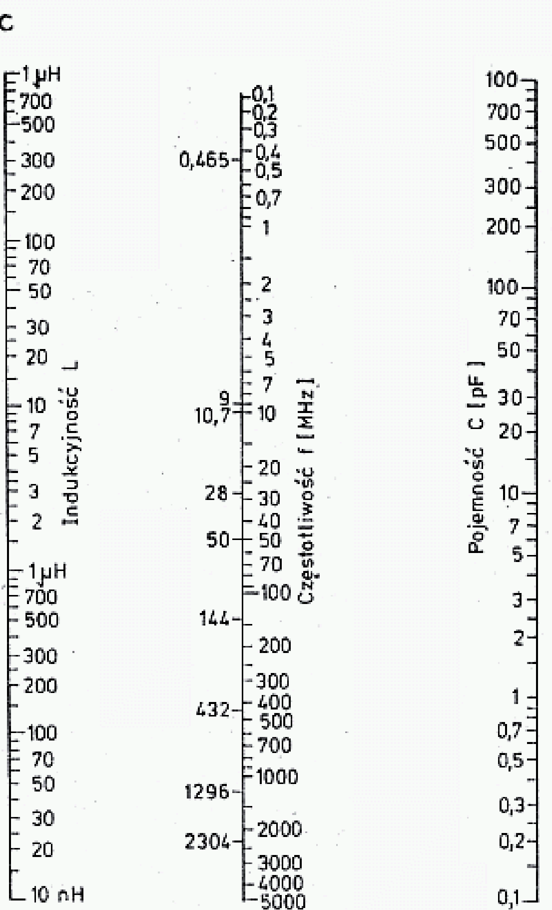
a



b



c

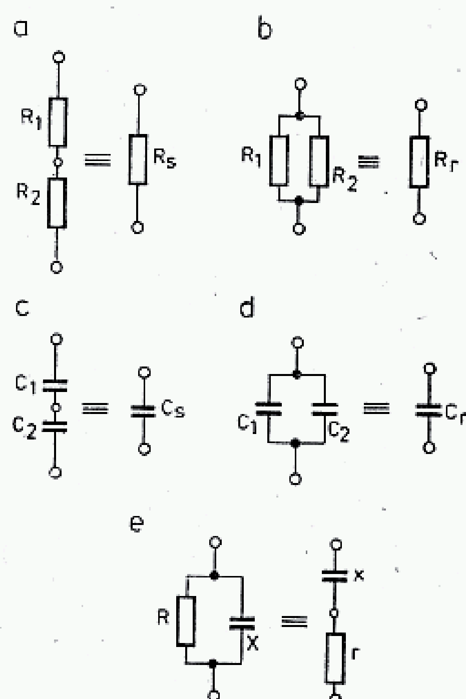


3.1. Zależność reaktancji X_L i X_C dla różnych pasm amatorskich od indukcyjności i pojemności (a, b), c — nomogram do obliczania częstotliwości rezonansowej

zaś *łączone równolegle* (rys. 3.2b):

$$R_r = R_1 || R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \tag{3.7b}$$

Te same zależności (3.7a i b) dotyczą szeregowo i równolegle łączonych indukcyjności L_1 i L_2.



3.2. Układy równoważne, rezystorowe (a, b), pojemnościowe (c, d) i impedancyjne (e)

W przypadku łączenia kondensatorów C_1 i C_2 stosuje się wzory: przy połączeniu równoległym (rys. 3.2d)

$$C_r = C_1 + C_2 \tag{3.8a}$$

i przy połączeniu szeregowym (rys. 3.2e)

$$C_s = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \tag{3.8b}$$

Nomogramy do obliczania wartości wzorami (3.7b) i (3.8b) można znaleźć w licznych publikacjach radioamatorskich [1, 3, 7].

4. *Rezystancja przewodu* R [Ω] o długości l [m] i przekroju S [mm²] przy prądzie stałym wynosi:

$$R = \frac{\varrho l}{S} = \frac{l}{\gamma S} \tag{3.9}$$

gdzie: ϱ — rezystywność przewodu $\left[\frac{\Omega \text{mm}^2}{\text{m}}\right]$,

γ — konduktywność przewodu.

Wartości ϱ i γ podaje się dla temperatury 20°C (293 K), dla niektórych metali podano je w tablicy 3.1.1. Są to wartości orientacyjne, gdyż rzeczywiste wartości zależą od czystości materiału i obróbki [1, 4, 5, 7]. Rezystywność ϱ podawana jest w różnych jednostkach, między którymi zachodzą zależności:

$$1 \frac{\Omega \text{mm}^2}{\text{m}} = 10^{-6}\ \Omega\text{m} = 10^{-4}\ \Omega\text{cm}$$

Tablica 3.1.1

Właściwości materiałów przewodzących w temperaturze 20°C

Materiał	Rezystywność		Konduktywność
	$\left[\frac{\Omega mm^2}{m}\right]$	$\left[\frac{\Omega m}{10^{-6}}\right]$	$\left[\frac{Sm}{mm^2}\right]$
Srebro	0,0165	1,65	61
Miedź	0,0178	1,78	56
Złoto	0,0230	2,30	43
Aluminium	0,0278	2,78	36
Mosiądz	0,0850	8,50	11
Cyna	0,120	12,00	6
Ołów	0,210	21,00	5

Przy temperaturach różnych od 20°C rezystywność wynosi:

$$\varrho_t = \varrho_{20}[1+\alpha(t-20°)] \tag{3.10}$$

gdzie dla miedzi, srebra i aluminium $\alpha \cong 0,004$

Analizując tablicę 3.1.1 można spostrzec, że przewodność srebra przy prądzie stałym jest o 8% większa niż miedzi. Powszechnie stosowane srebrzenie ma na celu poprawienie lutowności, odporności na wpływy atmosferyczne oraz względy estetyczne. Aluminium, powszechnie stosowane na obudowy i ekrany ma przewodność 1,6 raza mniejszą niż miedź, natomiast mosiądz aż 4 razy mniejszą. Szczególną uwagę należy zwrócić na złą przewodność cyny i ołowiu. Stop lutowniczy, w zależności od składu, ma przewodność gorszą 7 do 10 razy od miedzi. Stąd też generalną zasadą jest by w obwodach rezonansowych w.cz. stosować minimalne pokrywanie przewodów lutem oraz nie należy stosować końcówek lutowniczych pobielanych cyną, a jedynie srebrzone.

5. *Prądy wielkiej częstotliwości* płyną w cienkiej warstwie przypowierzchniowej o grubości w nazywanej głębokością wnikania. Rezystancja przewodu o średnicy d zależy od przekroju czynnego dla w.cz., tj. od πdw, a nie od $\pi d^2/4$, tak jak to ma miejsce przy m.cz.

Głębokość wnikania w [mm] przy częstotliwości f [MHz] dla materiału o rezystywności ϱ [Ωcm] przy $\mu_r = 1$ wynosi:

$$w = 50,33\sqrt{\frac{\varrho}{f}} \quad [\text{mm}, \Omega\,\text{cm}, \text{MHz}] \tag{3.11}$$

Dla $f = 100$ MHz wynosi ona: $w_{Cu} = 6,7$ µm; $w_{Ag} = 6,5$ µm.

Przewód miedziany o średnicy $d = 1$ mm przy $f = 100$ MHz ma rezystancję 40 razy większą niż przy prądzie stałym. Posrebrzenie tego przewodu tylko nieznacznie poprawia sytuację, gdyż zmniejszenie rezystancji wynosi zaledwie 3%. Bliższe szczegóły można znaleźć w literaturze [1, 4, 6, 7, 11].

6. W układzie złożonym z rezystancji obciążenia lub równoważnych strat i reaktancji zachodzi nieraz potrzeba przeliczenia układu szeregowego na równoległy i odwrotnie. Oznaczając wartości dla układu równoległego przez R, X, a szeregowego przez r, x (rys. 3.2e) otrzymuje się zależność, [7]:

$$r = \frac{R}{1+(R/X)^2} \qquad x = \frac{X}{1+(X/R)^2} \tag{3.12a}$$

oraz

$$R = \left[1+\left(\frac{x}{r}\right)^2\right] \qquad X = x\left[1+\left(\frac{r}{x}\right)^2\right] \tag{3.12b}$$

Przekształcenia te stosujemy między innymi w obwodach rezonansowych, gdy dana jest rezystancja R obciążenia dołączonego równolegle do obwodu i poszukuje się równoważonej rezystancji szeregowej r lub odwrotnie.

7. *Prędkość światła w próżni* wynosi $c = 299\,792{,}458$ km/s lecz w praktyce przyjmuje się $c = 3 \cdot 10^8$ m/s.

Długość fali w próżni λ_0 [m] zależy od częstotliwości f:

$$\lambda_0 = c/f \qquad [\text{m, m/s, Hz}] \tag{3.13}$$

Jeśli częstotliwość wyrazić w MHz to otrzymuje się wzór praktyczny:

$$\lambda_0 = \frac{300}{f} \quad \text{oraz } f = \frac{300}{\lambda_0} \quad [\text{m, MHz}] \tag{3.13a}$$

W dielektryku o względnej przenikalności elektrycznej ε_r długość fizyczna fali λ jest mniejsza i wynosi:

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} = K \cdot \lambda_0 \tag{3.14a, b}$$

gdzie: $K = 1/\sqrt{\varepsilon_r}$ jest współczynnikiem skrócenia fali.

W tablicy 3.1.2 zestawiono właściwości niektórych materiałów dielektrycznych.

Tablica 3.1.2

Właściwości niektórych dielektryków przy częstotliwości 100 MHz

Materiał	ε_r	K	tg · 10^3
Polietylen piankowy	1,5	0,82	0,03
Teflon	2,1	0,69	0,2
Parafina	2,2	0,67	0,5—1
Polietylen pełny	2,26	0,66	0,2
Polistyren	2,55	0,63	0,1
Pleksiglas	2,7	0,61	7
Drewno brzozowe	2,5	0,63	40
Guma	2,4—3	0,65—0,58	18—30
PCW	2,8	0,60	8—60
Szkło kwarcowe	3,78	0,52	0,2
Szkło ołowiowe	4—8	0,5—0,35	0,5—2,7
Bakelit	4	0,50	38—90
Porcelana	5	0,45	7,8
Mika	5,4	0,43	0,2
Kalit	6,5	0,39	0,6—1
Woda destylowana	78	0,11	50
Lód przy −20°C	3,45	0,54	35
Kondensa F	80	0,11	1,0
Tytanian Baru	7500	0,012	12 (10 MHz)

Przykład: Przy częstotliwości $f = 144$ MHz długość fali w powietrzu ($\varepsilon_r = 1$) przyjmuje się taką jak dla próżni, tj. $\lambda = \lambda_0 = 300/f = 2{,}083$ m. W kablu o izolacji polietylenowej ($\varepsilon_r = 2{,}26$) $K = 0{,}66$ i długość fali $\lambda = 0{,}66 \cdot 2{,}083 = 1{,}375$ m. Linia półfalowa wykonana z takiego kabla ma długość $0{,}5\ \lambda = 0{,}5 \cdot 1{,}375 = 0{,}687$ m.

Prędkość fali w dielektryku jest mniejsza niż w próżni i wynosi:

$$v = K \cdot c \ \ [\mathrm{m/s}] \tag{3.14c}$$

8. Długość odcinka linii można określić jego długością fizyczną l [m] lub długością elektryczną i wtedy jednostką długości jest λ (np. $0{,}5\ \lambda$), albo kąt fazowy (w radianach lub stopniach). Długości fali λ odpowiada kąt fazowy 2π radianów [rad] lub 360°.

Stosunek kąta fazowego do długości fizycznej nazywa się przesuwnością (stałą fazową) β:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{300K} = 0{,}02094 f/K \ \ [\mathrm{rad/m,\ rad,\ MHz}] \tag{3.15a}$$

lub

$$\beta = \frac{360}{\lambda} = \frac{360 \cdot f}{300 \cdot K} = 1{,}2 f/K \ \ [°/\mathrm{m},\ °,\ \mathrm{MHz}] \tag{3.15b}$$

Linia o długości fizycznej l [m] ma długość elektryczną l_e [rad]:

$$l_e = \beta l \ \ [\mathrm{rad}] \tag{3.16}$$

Przykład: Przy częstotliwości $f = 144$ MHz $\lambda_0 = 2{,}083$ m, zaś przesuwność $\beta = 2\pi/\lambda_0 = 3{,}02$ rad/m. W kablu z izolacją polietylenową ($K = 0{,}66$) przesuwność wynosi $\beta = 2\pi/K \cdot \lambda_0 = 4{,}57$ rad/m.

Przewód o długości $l = 0{,}1$ m przy częstotliwości $f = 144$ MHz ma długość elektryczną odpowiednio: $l_e = 0{,}302$ rad, a w kablu $l_e = 0{,}457$ rad.

Wyrażając w stopniach: $l_e = 0{,}302 \cdot 360/2\pi = 17{,}3°$, a w kablu $l_e = 26{,}2°$.

Dokładniejsze wyjaśnienie sposobu obliczania przy zastosowaniu przesuwności β podano w [11].

9. *Impedancja falowa* (charakterystyczna) linii o indukcyjności jednostkowej L i pojemności jednostkowej C lub mało stratnego obwodu LC wynosi:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \ \ [\Omega,\ \mathrm{H,\ F}] \text{ lub } [\Omega,\ \mathrm{nH,\ nF}] \tag{3.17}$$

10. Warunek rezonansu w małostratnym obwodzie LC:

$$X_L = X_C \quad \text{lub} \quad \omega L = 1/\omega C \tag{3.18}$$

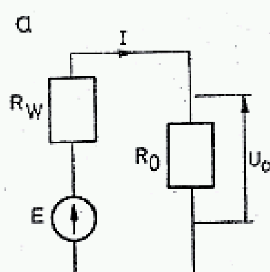
gdzie: $\omega = 2\pi f$.

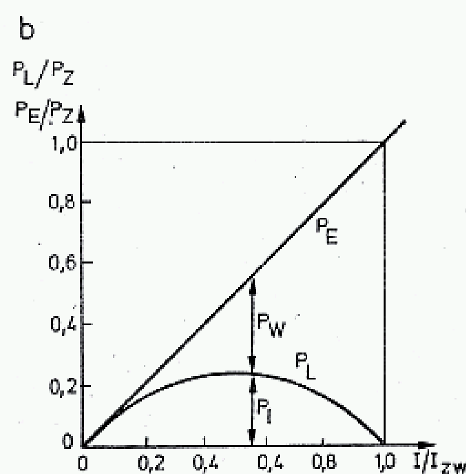
Częstotliwość rezonansowa

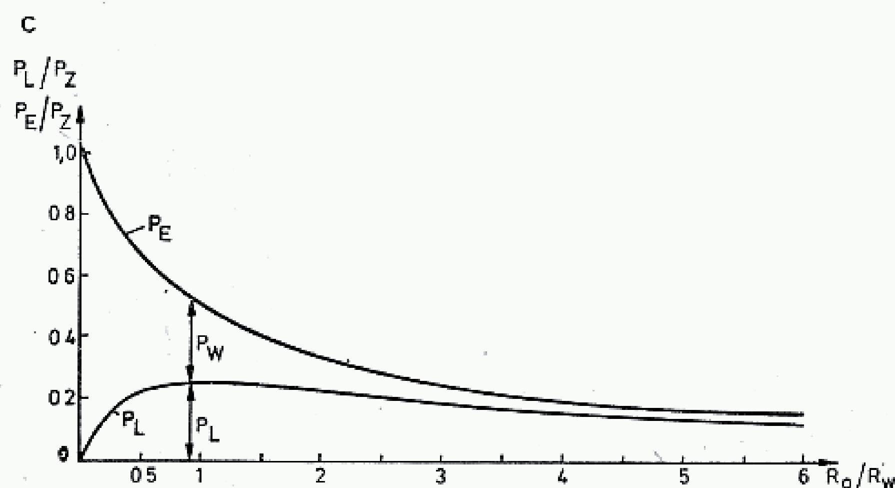
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \ \ [\mathrm{Hz,\ H,\ F}] \tag{3.19a}$$

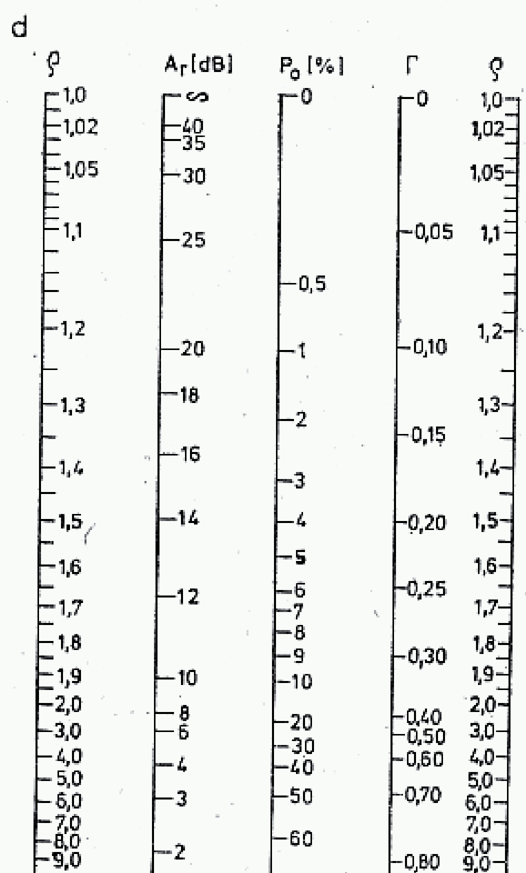
lub w jednostkach praktycznych:

$$f_r = \frac{5033}{\sqrt{LC}} \ \ [\mathrm{MHz,\ nH,\ pF}] \tag{3.19b}$$









3.3. Bilans mocy w układzie złożonym ze źródła o SEM E, rezystancji wewnętrznej R_w i obciążenia R_c. Dalsze oznaczenia: P_L — moc oddana do odbiornika, P_z — moc zwarciowa, P_E — moc źródła, P_w — moc strat w źródle, I_{zw} — prąd zwarcia, Γ — współczynnik odbicia, ϱ — współczynnik fali stojącej, P_0 [%] procent fali odbitej, A_r — tłumienie odbicia

Czasami w obliczeniach stosuje się iloczyn LC:

$$LC = \frac{25{,}33 \cdot 10^6}{f_r^2} \quad [\text{nH, pF, MHz}] \tag{3.19c}$$

Obliczenia częstotliwości rezonansowych można także zrobić posługując się rysunkiem 3.1c.

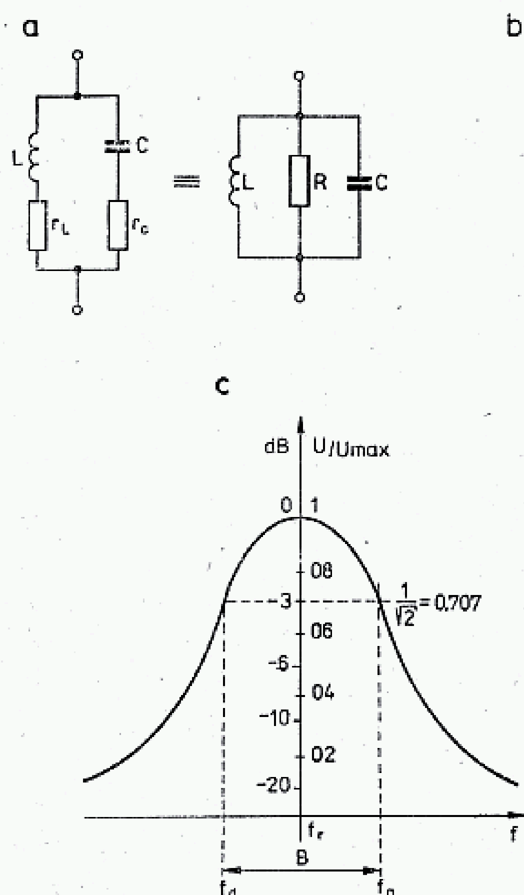
11. Nieobciążony obwód rezonansowy składa się z cewki o indukcyjności L i rezystancji strat r_L oraz kondensatora o pojemności C i rezystancji strat R_C (rys. 3.4). Poszczególne elementy charakteryzuje ich dobroć:

$$Q_L = \frac{X_L}{r_L} = \frac{\omega L}{r_L} \tag{3.20a}$$

oraz

$$Q_C = \frac{R_C}{X_C} = \omega R_C \cdot C = \frac{1}{\omega r_C C} = \frac{1}{\operatorname{tg} \delta} \tag{3.20b}$$

gdzie: $\operatorname{tg}\delta$ — współczynnik stratności (tabl. 3.1.2.)



3.4. Obwód rezonansowy
a, b — transformacja rezystancji strat szeregowej na równoległą, c — określenie szerokości pasma B

Moc tracona w cewce, przez którą płynie prąd I_L wynosi:

$$\Delta P_L = I_L^2 \cdot r_L \quad [\text{W, A, }\Omega] \tag{3.21a}$$

zaś w kondensatorze, do którego przyłożono napięcie U_C:

$$\Delta P_C = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot U_C^2 \cdot C \cdot \operatorname{tg}\delta \quad [\text{W, Hz, V, F}] \tag{3.21b}$$

12. Przy częstotliwości rezonansowej dobroć obwodu Q nieobciążonego jest wypadkową Q_L i Q_C:

$$Q = \frac{Q_L \cdot Q_C}{Q_L + Q_C} \tag{3.22a}$$

Przy *rezonansie równoległym* (rys. 3.4a) dobroć wynosi:

$$Q = \frac{R}{Z_0} = R\sqrt{\frac{C}{L}} \tag{3.22b}$$

zaś przy *rezonansie szeregowym* (rys. 3.4b) wynosi:

$$Q = \frac{Z_0}{r} = \frac{1}{r}\sqrt{\frac{L}{C}} \tag{3.22c}$$

Odwrotność dobroci nazywana jest tłumieniem obwodu d:

$$d = \frac{1}{Q} \tag{3.23}$$

13. Obwód szeregowy (rys. 3.4b) przy częstotliwości rezonansowej f_r przedstawia sobą czystą rezystancję r, wynoszącą zazwyczaj kilka omów. Obwód równoległy (rys. 3.4a) przedstawia sobą rezystancję R o wartości kilkudziesięciu kiloomów. Rezystancje r, względnie R, reprezentują sobą sumę strat obwodu. Są one, przy częstotliwości rezonansowej, powiązane zależnością:

$$R = \frac{L}{C \cdot r} = \frac{(\omega_r L)^2}{r} = \frac{1}{r(\omega_r \cdot C)^2} \tag{3.24}$$

Dobroci Q obwodów nieobciążonych zawierają się w granicach $Q = 50 \div 5000$. Obciążenie obwodu może być przedstawione w postaci równoległego połączenia rezystancji R_0 do R lub szeregowego r_0 z r. Obciążenie powoduje zmniejszenie dobroci. Optymalne warunki występują wtedy, gdy $Q_{obc} = 5 \div 20$.

14. *Selektywność* w obwodach rezonansowych jest określana szerokością pasma przenoszonego B. Pasmo to jest określane na podstawie krzywej rezonansowej obwodu (rys. 3.4c) jako pasmo między częstotliwościami górną f_g i dolną f_d, przy których poziom sygnału spada do wartości

$$\frac{1}{\sqrt{2}} U_{max} = 0{,}707 U_{max} \text{ czyli o 3 dB:}$$

$$B = f_g - f_d = 2\Delta f = \frac{f_r}{Q} = f_r \cdot d \tag{3.25}$$

gdzie B i f są w tych samych jednostkach (np. kHz) a $\Delta f = f - f_r$ jest odchyleniem częstotliwości od częstotliwości rezonansowej.

Na wykresach często podaje się częstotliwość znormalizowaną, czyli stosunek f/f_r. Obszerniejsze dane na temat obwodów rezonansowych podano w [12].

15. O obwodzie zawierającym źródło napięcia E [V] o rezystancji wewnętrznej R_w [Ω] i obciążenie o rezystancji R_0 [Ω] płynie prąd (rys. 3.3):

$$I = \frac{E}{R_w + R_0} \quad [\text{A, V}, \Omega] \tag{3.26}$$

zaś napięcie na obciążeniu R_0 wynosi

$$U = E - IR_w = E\frac{R_0}{R_w+R_0} \tag{3.27}$$

Moc zwarciowa źródła P_z wynosi:

$$P_z = EI_{zw} = E^2/R_w = I_{zw}^2 R_w \tag{3.28}$$

gdzie: $I_{zw} = E/R_w$ — prąd zwarcia źródła napięciowego.
Po dołączeniu obciążenia R_0 płynie prąd $I < I_{zw}$ i źródło dostarcza mocy P_E:

$$P_E = EI = \frac{E^2}{R_w+R_0} \tag{3.29}$$

zaś w obciążeniu R_0 wydzieli się tylko część mocy:

$$P_L = UI = \frac{E^2 R_0}{(R_w+R_0)^2} \tag{3.30}$$

Różnica tych mocy $P_E - P_L$ wydziela się w źródle na jego rezystancji wewnętrznej. Zależność mocy dostarczonej przez źródło P_E, wydzielonej w odbiorniku P_L i na rezystancji wewnętrznej źródła P_w od stosunku rezystancji pokazano na rys. 3.3b i c. Na rysunku tym moc podano w stosunku do mocy zwarcia P_z, prąd w stosunku do prądu zwarcia I_{zw}, a rezystancję w stosunku do rezystancji wewnętrznej R_w.

Z analizy wykresów wynika, że przy dopasowaniu obciążenia, tzn., gdy $R_o = R_w$, to na rezystancji obciążenia wydzieli się największa moc możliwa do uzyskania, nazywana mocą dysponowaną P_d. Dla $R_o > R_w$ moc P_0 powoli maleje, zaś P_w maleje szybciej. Dla $R_o \leqslant R_w$ sytuacja jest odwrotna, moc wydzielona w odbiorniku szybko maleje, zaś straty w źródle szybko rosną, aż do mocy wydzielanej w czasie zwarcia P_z. Stan taki jest zazwyczaj groźny dla wzmacniaczy mocy, gdyż powoduje przegrzanie stopnia końcowego.

16. Zależności podane w poprzednim punkcie mają zastosowanie do układów wzmacniaczy m.cz., a w układach w.cz także w stanie rezonansu, tj. gdy reaktancja źródła X_w jest skompensowana reaktancją obciążenia X_o, co następuje w przypadku, gdy $X_w = -X_o$. Oznacza to, że gdy obciążenie (np. antena) ma reaktancję indukcyjną, to dopasowane źródło (PA) musi mieć reaktancję pojemnościową o tej samej wartości (wzór 3.3 i 3.18). W przypadku ogólnym warunek dopasowania obwodów w.cz. można zapisać w postaci:

$$Z_w = Z_o^* \quad \text{czyli} \quad R_w + \mathrm{j}X_w = R_o - \mathrm{j}X_o \tag{3.31a}$$

gdzie $Z_o^* = R_o - \mathrm{j}X_o$ nazywa się impedancją sprzężoną z Z_w.

Prowadzi to do warunku:

$$R_w = R_o \text{ i } X_w = -X_o \tag{3.31b}$$

W przypadku niedopasowania, tj. gdy $Z_x \neq Z_o^*$ występuje odbicie sygnału i do obciążenia przechodzi tylko część mocy. Opisuje to współczynnik odbicia Γ będący stosunkiem fali odbitej U_o do padającej U_p:

$$|\Gamma| = \frac{U_o}{U_p} = \frac{Z_w - Z_o}{Z_w + Z_o} = \frac{\varrho - 1}{\varrho + 1} \tag{3.32a}$$

gdzie: ϱ — współczynnik fali stojącej (inaczej WFS) wynosi:

$$\varrho = \frac{|Z_w+Z_o|+|Z_w-Z_o|}{|Z_w+Z_o|-|Z_w-Z_o|} = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \tag{3.33a}$$

albo prościej

$$\varrho = \frac{Z_w}{Z_o} \quad \text{lub} \quad \varrho = \frac{Z_o}{Z_w} \tag{3.33b}$$

przy wymaganiu $\varrho \geqslant 1$.

Współczynnik fali stojącej (czasami oznaczamy literą S) stosowany jest dla określenia stopnia dopasowania anteny do nadajnika lub między stopniami wzmacniaczy w.cz. Gdy WFS = 1, zachodzi pełne dopasowanie.

Stosunek mocy odbitej P_o do padającej P_p wynosi:

$$\Gamma^2 = \frac{P_o}{P_p} \tag{3.33}$$

Do obciążenia, w przypadku niedopasowania, przekazywana jest moc $P_L = P_p - P_o$. Im lepsze jest dopasowanie, tym mniejsza jest fala odbita. Stopień dopasowania można określać tłumieniem odbicia A_r

$$A_r = 10\lg\frac{P_p}{P_o} = 20\lg\frac{U_p}{U_o} = -20\lg\Gamma \quad [\text{dB}] \tag{3.32c}$$

W warunkach amatorskich dopasowanie ocenia się jako:

bardzo dobre, gdy $\Gamma \leqslant 0{,}01$, $\varrho \leqslant 1{,}02$ $A_r \geqslant 40$ dB
dobre, gdy $\Gamma \leqslant 0{,}03$, $\varrho \leqslant 1{,}07$ $A_r \geqslant 30$ dB
dostateczne, gdy $\Gamma = 0{,}1$, $\varrho = 1{,}22$ $A_r = 20$ dB

Zależności między ϱ, Γ, A_r i procentem fali odbitej podano na rys. 3.3d.

W literaturze anglosaskiej tłumienie odbicia A_r nazywane jest *Return loss*, co w dosłownym tłumaczeniu oznacza *straty powrotu*. Nazwa ta wprowadziła wiele zamieszania w interpretacji zjawisk w liniach długich, gdyż utożsamiano je ze stratami mocy występującymi w wyniku niedopasowania. W rozdziale poświęconym antenom wyjaśniono, że sygnał odbity P_0 powoduje zmianę impedancji na wejściu linii widzianą przez dołączony do niej generator. Jeśli linia jest stratna, to niedopasowanie powoduje pojawienie się strat dodatkowych [11].

17. *Tłumienność linii* jest miarą spadku amplitudy napięcia lub prądu na jednostkę długości linii [1 m]. Jeśli przez U_1 i U_2 oznaczyć kolejne amplitudy przebiegu sinusoidalnego odległe o λ, to tłumienie linii wynosi:

$$A = \ln\frac{U_1}{U_2} \quad [\text{nep}] \tag{3.34}$$

Odległość wierzchołków fali λ odpowiada długości fizycznej l [m]. Tłumienność linii α opisuje się stosunkiem:

$$\alpha = \frac{A}{l} = \frac{1}{l}\ln\frac{U_1}{U_2} = \frac{1}{2l}\ln\frac{P_1}{P_2} \quad [\text{nep/m}] \tag{3.35a}$$

gdzie P_1, P_2 — moce w linii w odległości l [m].

Tłumienność podaje się często w dB/m:

$$\alpha_{dB} = \frac{1}{l} 10 \lg \frac{P_1}{P_2} = \frac{20}{l} \lg \frac{U_1}{U_2} \tag{3.35b}$$

Bliższe dane na ten temat znajdują się w [11].

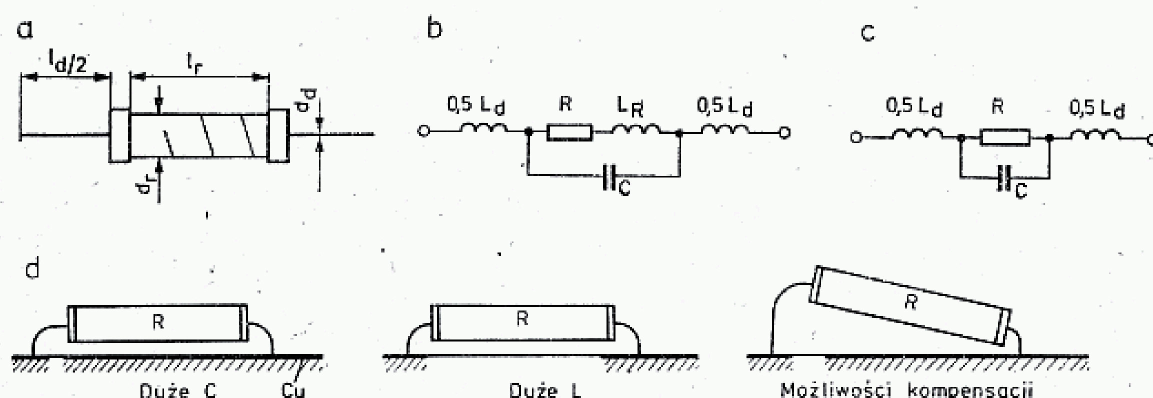
3.2 Rezystory

Podstawowe informacje wraz z tablicami na temat rezystorów można znaleźć w literaturze [12]. Tutaj podano informacje uzupełniające, istotne dla pracy rezystorów w zakresie UKF.

1. Rezystory drutowe stosuje się jako stratną cewkę dla stłumienia drgań pasożytniczych oraz jako dławiki w obwodach zasilania tranzystorów. Rezystory metalowe stosowane są w układach filtrów w zasilaniu, w układach polaryzujących tranzystory oraz jako obciążenie czynne.

2. Dla dobrego odprowadzania ciepła końcówki rezystorów powinny być krótkie, gdyż przy mocach do 1 W odbierają one około 60% ciepła. Temperatury rezystorów małych, do 0,25 W ustalają się po 3—4 minutach, większych (2 W) po około 15 minutach. Krótkotrwale mogą być przeciążone mocą nawet 4 razy większą.

3. Schemat zastępczy rezystora metalowego dla zakresu UKF (rys. 3.5) zawiera poza rezystancją R także niepożądane indukcyjności doprowadzeń L_d i warstwy rezystancyjnej L_r oraz pojemność doprowadzeń kołpaków i międzyzwojową. Są to wielkości rozłożone, lecz dla ułatwienia analizy zastępuje się je wielkościami skupionymi R, L i C.



3.5. Rezystor

a — wymiary, b i c — schematy zastępcze rezystora z napięciem i bez napięcia, d — różne sposoby montażu

4. Indukcyjność doprowadzeń L_d [nH] i pałeczki rezystywnej L_r [nH] o długości l [mm] i średnicy d [mm] oblicza się ze wzoru:

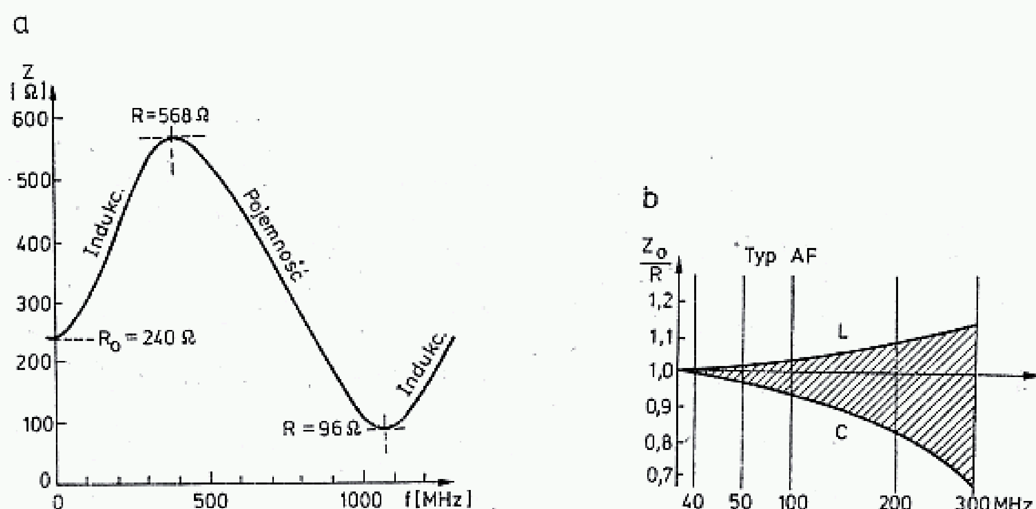
$$L_{d,r} = 0{,}2l\left(2.303 \lg \frac{4l}{d} + \frac{d}{2l} - 1\right) \quad \text{[nH, mm]} \tag{3.36a}$$

i dodaje, tj. $L = L_d + L_r$. Gdy warstwa rezystancyjna ma n zwojów, to L_r wyznacza się ze wzoru:

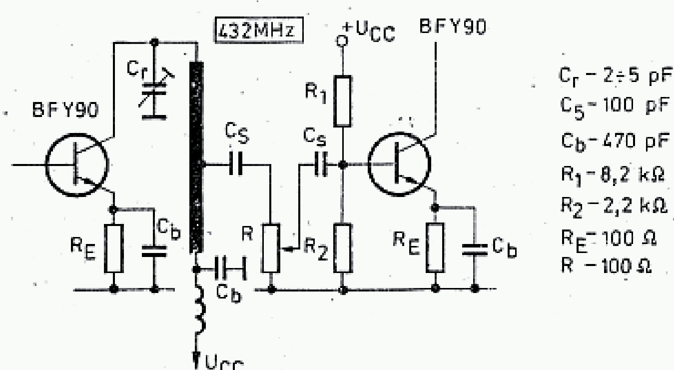
$$L_r \cong \frac{n^2 \cdot d^2}{l + 0{,}446d} \quad \text{[nH, mm]} \tag{3.36b}$$

Przykład: MŁT2 $R = 240\ \Omega$ ma $n = 5$ zw, $l_r = 10$ mm, $d_r = 8$ mm, $l_d = 2 \times 10$ mm, $d_d = 0{,}8$ mm. Ze wzoru (3.36) otrzymuje się $L_r = 118$ nH, $L_d = 15$ nH i $L = 118+15 = 133$ nH.

Pojemności własne rezystora są trudne do obliczenia, wynoszą 0,5 pF do 5 pF, zależą od sposobu montażu (rys. 3.5d) i przeciętnie przyjmuje się, że ich wartość wynosi 1,5 pF. Pojemności te i indukcyjności tworzą złożoną charakterystykę częstotliwością tworząc obwody rezonansowe mieszane, szeregowo-równoległe. Dla opisywanego przykładu MŁT2 otrzymuje się dwa rezonanse, równoległy przy częstotliwości około 378 MHz i szeregowy przy 1060 MHz. Transformujące właściwości obwodu (wzór 3.24) powodują, że impedancja rezystora MŁT2 — 240 Ω będzie zmieniała się jak na rys. 3.6a, przy czym przy częstotliwościach rezonansowych rezystor będzie przedstawiał sobą rezystancje 568 Ω i 96 Ω zamiast 240 Ω. Skrócenie doprowadzeń przesunie rezonanse w stronę większych częstotliwości.



3.6. a — Impedancja rezystora MŁT2 $R = 240\ \Omega$ w zależności od częstotliwości. Rezonans równoległy występuje przy 378 MHz, szeregowy przy 1060 MHz. W wyniku transformującego działania dwójnika rezystancja zmienia się od 240 Ω po przez 568 Ω do 96 Ω, b — Zależność impedancji rezystorów AF od częstotliwości



3.7. Fragment schematu wzmacniacza sterującego pracującego na częstotliwości 432 MHz

Na rysunku 3.6b pokazano pasmo zależności Z_0/R od częstotliwości dla różnych wartości rezystancji R dla rezystorów AF. Wartości $Z < R$ wskazują na przewagę pojemności, zaś większe na przewagę indukcyjności.

5. Przy znacznym przeciążeniu termicznym lub napięciowym rezystory zachowują się jak elementy słabo nieliniowe i wtedy pod wpływem silnego sygnału, następuje generacja wyższych harmonicznych, szczególnie drugiej i trzeciej, które mogą osiągnąć poziom −60 dB.

6. Parametry potencjometrów nastawnych opisane są w [12]. Potencjometry nastawne miniaturowe na podłożu z cermetu mogą być stosowane nawet w zakresach UKF (rys. 3.7), jeśli ich indukcyjność nie stanowi istotnej przeszkody.

3.3 Kondensatory

Podobnie jak w przypadku rezystorów, podstawowe informacje oraz tablice dotyczące kondensatorów można znaleźć w literaturze [12]. Tutaj podano tylko niektóre informacje uzupełniające, szczególnie istotne przy pracy kondensatorów w pasmach UKF.

1. Kondensatory w urządzeniach UKF występują najczęściej w charakterze (rys. 3.7):
— elementów obwodów rezonansowych — C_r
— blokujących prądy w.cz. — C_b
— sprzęgających, odcinających składową stałą — C_s
— filtrujących napięcie w układach zasilania.

Poszczególne zastosowania stawiają kondensatorom różne wymagania i dlatego też istnieje kilkadziesiąt rodzajów, typów i odmian kondensatorów, ze wstępnym podziałem na typ 1, typ 2, kondensatory zmienne i elektrolityczne.

2. Dla kondensatorów stosowanych w obwodach rezonansowych istotny jest cieplny współczynnik pojemności (TWP) α, który określa stopień zmiany pojemności pod wpływem zmiany temperatury:

$$\alpha = \frac{\Delta C}{C_{20} \cdot \Delta T} \quad [\text{w } 10^{-6}/°\text{C}] \tag{3.37}$$

gdzie: $\Delta C = C_T - C_{20}$, $\Delta T = T - 20°\text{C}$. Przyrosty pojemności i temperatury mogą być dodatnie i ujemne.

W obwodach rezonansowych zmiany pojemności powinny być proporcjonalne do temperatury, nie wykazywać histerezy i być powtarzalne.

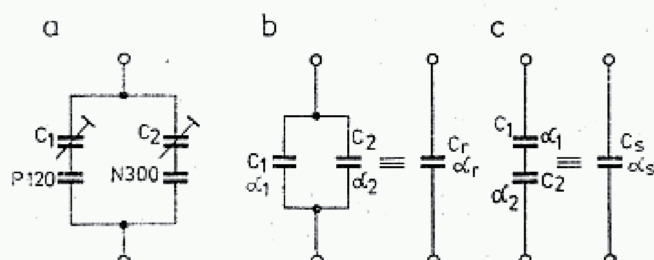
3. Kondensatory typu 1 spełniają warunki te, w określonym przedziale temperatur. Należą do nich kondensatory mikowe, ceramiczne i niektóre foliowe. Wymagań tych nie spełniają kondensatory typu 2, tzw. ferroelektryczne, z dielektrykiem o bardzo dużej przenikalności elektrycznej, lecz silnie zależnej od temperatury, napięcia i stanu poprzedniego (histereza). Kondensatory te nie mogą być stosowane w obwodach rezonansowych, a jedynie w ograniczonym stopniu jako blokujące zasilanie tych obwodów. Dobre kondensatory ceramiczne, mikowe i powietrzne praktycznie nie są źródłem wyższych harmonicznych, pod warunkiem nieprzekraczania ich dopuszczalnej mocy obciążenia (prądu i napięcia). Kondensatory typu 2 w wielu przypadkach mogą być źródłem zakłóceń intermodulacyjnych.

4. Dla skompensowania, zazwyczaj dodatniego współczynnika temperaturowego indukcyjność cewek, szczególnie zawierających rdzeń ferromagnetyczny, stosuje się kondensatory z ujemnym TWP. Dokładną kompensację przeprowadza się łącząc równolegle lub szeregowo dwa lub więcej kondensatorów o różnych TWP, które wykonywane są w przedziale od $+120$ do $-1500 \cdot 10^{-6}/°\text{C}$, np.: P120, N47, N750, N1500.

Łącząc dwa kondensatory o pojemnościach C_1 i C_2 o TWP α_1 i α_2 można uzyskać żądaną pojemność wypadkową C i współczynnik α. Wypadkową pojemność oblicza się za pomocą wzoru 3.8, a pojemności poszczególnych kondensatorów w zależności od układu wg wzoru: Dla układu równoległego (rys. 3.8b):

$$C_1 = C\frac{\alpha-\alpha_2}{\alpha_1-\alpha_2} \quad \text{oraz} \quad C_2 = C\frac{\alpha-\alpha_1}{\alpha_2-\alpha_1} \tag{3.38a}$$

gdzie C i α są żądanymi wartościami wypadkowymi;



3.8. Dobór cieplnego współczynnika pojemności TWP:
a — układ umożliwiający płynną regulację TWP,
b — układ równoległy dwóch różnych kondensatorów,
c — układ szeregowy

Dla układu szeregowego (rys. 3.8c):

$$C_1 = C\frac{\alpha_1-\alpha_2}{\alpha-\alpha_2} \quad \text{oraz} \quad C_2 = C\frac{\alpha_2-\alpha_1}{\alpha-\alpha_1} \tag{3.38b}$$

Natomiast dysponując konkretnymi kondensatorami C_1 i α_1 oraz C_2 i α_2 wartość wypadkową TWP oblicza się ze wzorów:
dla układu równoległego:

$$\alpha_r = \frac{C_1}{C}\alpha_1 + \frac{C_2}{C}\alpha_2 \tag{3.39a}$$

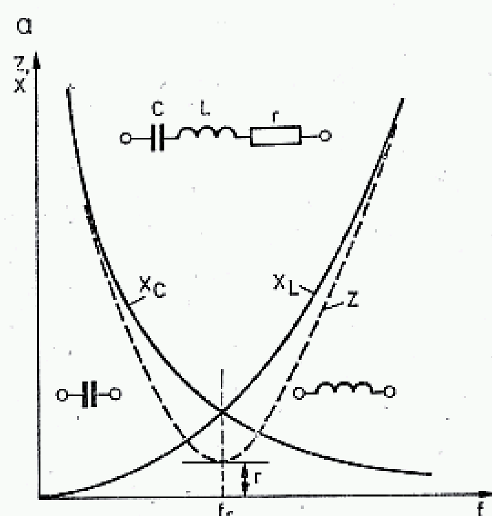
dla układu szeregowego:

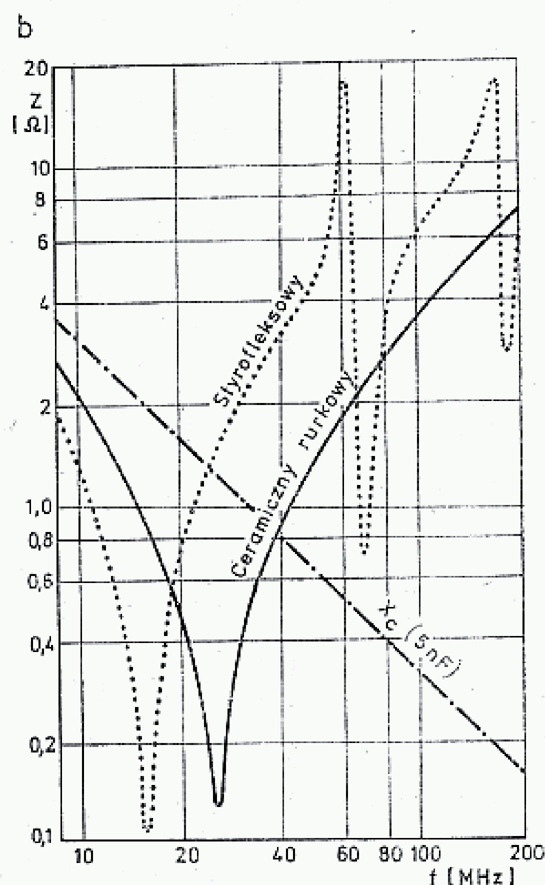
$$\alpha_s = \frac{C}{C_1}\alpha_1 + \frac{C}{C_2}\alpha_2 \tag{3.39b}$$

W praktyce obliczenia teoretyczne dają tylko wskazówkę drogi postępowania, gdyż stosowane kondensatory mają zazwyczaj znaczny rozrzut rzeczywistych wartości TWP, a ponadto na ogół nie są znane dokładne wartości zmiany indukcyjności cewek, doprowadzeń i pojemności elementów aktywnych dołączonych do obwodu. Istnieją trymery o stałej pojemności, pozwalające na płynną zmianę TWP, lecz są one u nas trudno dostępne. Można je zastąpić układem dwóch trymerów i kondensatorów o różnych TWP, jak na rys. 3.8a. Zmieniając jednocześnie C_1 i C_2 można uzyskać właściwy TWP, nie zmieniając pojemności wypadkowej. Należy pamiętać przy tym, że trymery mają także swoją własną wartość TWP.

5. Przy małych częstotliwościach można przyjąć, że kondensator przedstawia sobą tylko pojemność C, której odpowiada reaktancja $X_C = 1/\omega C$. Przy większych częstotliwościach nie można pominąć indukcyjności doprowadzeń i wewnętrznej oraz wzrostu strat. Przy wielkiej częstotliwości impedancję kondensatora opisuje się wzorem (3.3a). Na rysunku 3.9 pokazano zależność X_C, X_L i Z kondensatora od częstotliwości f. W teoretycznym kondensatorze bezstratnym i bezindukcyjnym $Z = X_C$ impedancja, przy wzroście częstotliwości, maleje hiperbolicznie (X_C na rys. 3.9a).

Na skutek indukcyjności doprowadzeń i wewnętrznych, przy pewnej częstotliwości f_r wystąpi rezonans szeregowy. Układ taki w rezonansie miałby $Z = 0$, lecz ze względu na straty omowe, jakie występują w rzeczywistym kondensatorze na rezystancji doprowadzeń, okładzin i w dielektryku, impedancja uzyskuje określoną wartość minimalną $Z = r$. Poniżej częstotliwości rezonansowej f_r przewagę ma X_C, czyli kondensator zachowuje charakter elementu pojemnościowego, zaś powyżej tej częstotliwości występuje przewaga X_L i kondensator zachowuje się jak element indukcyjny. Impedancja takiego kondensatora powyżej f_r zamiast maleć — rośnie.





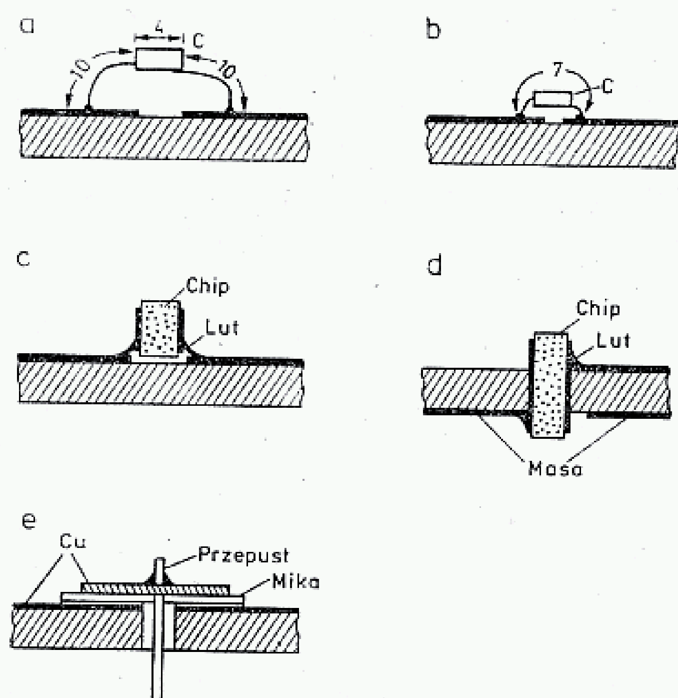
3.9. Kondensator rzeczywisty zawiera indukcyjność własną L na skutek czego występuje rezonans szeregowy i równoległy

a — przebieg składowych reaktancji przy rezonansie szeregowym, b — impedancja kondensatorów rzeczywistych 5 nF z krótkimi końcówkami

Kondensatory foliowe zwijane mają dodatkową indukcyjność wewnętrzną, rzędu kilkudziesięciu do kilkuset nH, skutkiem czego ujawnia się dodatkowy rezonans równoległy. Pokazano to na rys. 3.9b, na przykładzie kondensatora o pojemności 5 nF. Przy częstotliwości 60 MHz kondensator idealny miałby impedancję $Z = 0{,}5\ \Omega$, ceramiczny rurkowy typu 2 ma $Z = 1{,}8\ \Omega$, zaś styrofleksowy zwijany ma $Z = 20\ \Omega$. Ten ostatni ma 3 rezonanse szeregowe dla częstotliwości 15 MHz, 70 MHz i 180 MHz oraz 2 rezonanse równoległe dla częstotliwości 60 MHz i 150 MHz. Kondensator taki nie nadaje się do blokowania obwodów w.cz. w zakresie UKF.

6. W obwodach rezonansowych (rys. 3.7) indukcyjność kondensatora blokującego C_b dodaje się do indukcyjności obwodu. Jeśli jest ona duża, to uniemożliwi zestrojenie obwodu $L\ C_r$ na żądaną częstotliwość roboczą. W tej sytuacji należy zmniejszyć do minimum długość doprowadzeń, kierując się rys. 3.10, a jeśli i to nie wystarczy, to należy zmniejszać pojemność kondensatora blokującego.

W tablicy 3.3.1 zestawiono przykładowo kilka różnych kondensatorów oraz podano ich częstotliwości rezonansowe, do której zachowują się jako pojemności. Na powyższy problem należy zwrócić szczególną uwagę przy blokowaniu



3.10. Sposoby montażu kondensatorów
a, b — z długimi końcówkami,
c, d, e — sposobem bezindukcyjnym.

Tablica 3.3.1

Częstotliwości rezonansu szeregowego kondensatorów (rys. 3.10)

Lp.	Typ	Pojemność C [pF]	Długość przewodu l [mm]	Indukcyjność L [nH]	Częstot. rezonans. f_r [MHz]	Rys. 3.10
1	Styrofleks.	10 000	2×10	40	11	
2	KSO1	2 000	2×20	40	17	
3	Ceramiczny	1 000	2×10	16	40	a
4	Ceramiczny	100	2×10	16	126	a
5	Ceramiczny	30	6	4	460	b
6	Chip	60	—	0,5	1000	c
7	Chip	20	—	0,3	2100	d
8	Specjalny	10	—	—	5000	e

obwodów emiterowych tranzystorów mocy w zakresie UKF, gdyż nieprawidłowe blokowanie może być źródłem silnego ujemnego sprzężenia, a w pewnych warunkach sprzężenia dodatniego, prowadzącego do samowzbudzenia się tranzystora.

Skutecznym sposobem zwiększenia częstotliwości rezonansowej elementów blokujących jest równoległe połączenie kilku kondensatorów o mniejszej wartości pojemności zamiast jednego o pojemności większej.

Nie wdając się w szczegóły należy stwierdzić, że kondensatory blokujące C_b powinny mieć częstotliwość rezonansową f_r większą o 10 do 20% od częstotliwości pracy. Jeśli blokada ma być przeprowadzona dla szerokiego zakresu częstotliwości, to należy obok kondensatora o znacznej pojemności np. 3 nF dołączyć równolegle kondensator o małej pojemności np. 47 pF, o jak najkrótszych doprowadzeniach, by uniknąć rezonansu równoległego obu kondensatorów. To samo dotyczy kondensatorów przepustowych.

Przy montażu kondensatorów należy pamiętać nie tylko o tym, że prądy w.cz. płyną tylko po powierzchni przewodzącej i że lut cynowy ma rezystywność około 10 razy większą od rezystywności miedzi, skutkiem czego dłuższy odcinek obwodu pokryty cyną zwiększa straty i obniża w sposób znaczący dobroć obwodu.

7. W obwodach rezonansowych stosuje się często kondensatory zmienne. Są to kondensatory obrotowe powietrzne do częstego i stałego użytkowania oraz trymery do ustawiania przy strojeniu układu na określoną, stałą wartość. Pierwsze z nich mają wyprowadzoną oś napędową, a drugie nastawiane są wkrętakiem. Trymery dzieli się na kilka odmian: powietrzne płytkowe, powietrzne cylindryczne współosiowe (kubkowe), ceramiczne płytkowe, ceramiczne i szklane rurkowe i sprężynujące płytkowe.

Kondensatorom zmiennym w zakresie UKF stawia się następujące wymagania:

— mała indukcyjność,
— mała rezystancja, szczególnie przejścia obrotowego,
— powtarzalność nastawienia,
— niezmienność nastawienia w czasie i pod wpływem zmian temperatury,
— mały lub określony i stały TWP.

Mała indukcyjność wymaga krótkich, szerokich powierzchni przewodzących łącznie z przyłączami. Pod tym względem korzystniejsze są trymery ceramiczne rurkowe niż płytkowe. Przystosowanie trymerów do obwodów drukowanych zazwyczaj wiąże się ze zmniejszeniem ich indukcyjności. Dlatego też duże trymery ceramiczne ze starych urządzeń radiowych nadają się w zasadzie tylko do układów KF.

8. Trymery powietrzne współosiowe kubkowe, tzw. typu Philips, powinny być lutowane środkowym przyłączem jak najbliżej masy, zaś drugie wyprowadzenie wprost do cewki. Trymery te mają znaczną pojemność początkową, lecz za to są stabilne w czasie, mają dużą dobroć i umożliwiają wielokrotne przestawianie bez wyraźnego pogorszenia właściwości.

Trymery rurkowe ceramiczne z wkrętem gwintowanym prowadzonym na kilku zwojach w zwykłej nakrętce łączonej z masą mają niepewny styk na gwincie. W czasie przestawiania następuje skokowa zmiana miejsca styku dla prądu w.cz., co zmienia indukcyjność i pojemność trymera w sposób przypadkowy. Poza tym miejsce styku ma dużą rezystancję przejścia.

Nowoczesne trymery rurkowe mają wbudowany styk sprężynujący dociskany do wkrętu w ściśle określonym miejscu (np. szklane trymery produkcji CSR). Wszystkie powierzchnie trymerów powinny być srebrzone. Trymery mosiężne nie srebrzone mają większe straty (tablica 3.1.1). Jeszcze gorsze właściwości mają trymery niklowane.

Wszystkie trymery rurkowe i płytkowe są przewidziane do ograniczonej liczby nastawień, po których osłabia się styk i wyciera warstwa srebra. W większości trymerów rurkowych, po zakończeniu strojenia układu można wykręcić elektrodę środkową, dogiąć sprężynkę i wkręcić nową elektrodę z posrebrzeniem w dobrym stanie. Trymery talerzykowe ceramiczne dopuszczają szczególnie małą liczbę nastawień, gdyż warstwa srebra na stojanie jest wycierana przez rotor oraz osłabia

się styk na przejściu rotora. Powoduje to utratę dobroci, skokowe zmiany pojemności przy nastawianiu i przy zmianach temperatury, niepowtarzalność nastawienia.

Powietrzne trymery płytkowe mosiężne. stosowane np. w radiotelefonach MORSE'a mają dość dużą stratność, a poza tym w czasie przepływu prądu w.cz. pojawia się znaczny opór tarcia w łożysku, co utrudnia precyzyjne nastawienie. Doprowadzenia tych trymerów mają znaczną indukcyjność.

Znacznie lepsze są trymery powietrzne z frezowanym stojanem i wirnikiem produkcji NRD, przewidziane do obwodów drukowanych i dobrze srebrzone.

W USA popularne są trymery sprężynujące płytkowe, w których między elektrodą sprężynującą dociskaną wkrętem a elektrodą stałą znajduje się płatek miki. Trymery te mają małą indukcyjność, lecz zmiana pojemności jest bardzo nieliniowa, są niestabilne w czasie i wrażliwe na wilgoć i zmiany temperatury.

9. Kondensator w obwodzie rezonansowym poddany jest Q razy większemu napięciu niż napięcie zasilania. Płyną przez niego duże prądy. Szczególnie duże prądy płyną w obwodach nie obciążonych, np. w potrajaczach, w pułapkach nastrojonych na $2f$ oraz w stopniach końcowych mocy po odłączeniu anteny.

W rezonansie szeregowym przez układ LCr, do którego przyłożono napięcie U płynie prąd I określony prawem Ohma: $I = U/r$, gdzie r — jest rezystancją strat. Na kondensatorze pojawi się napięcie o wartości $U_c = I \cdot X_C = Q \cdot U$. Jeśli układ jest obciążony rezystancją R_0, to zwiększa się r w układzie zastępczym, maleje prąd I i napięcie U_c.

Przykład: Obwód rezonansowy przy $f = 288$ MHz w potrajaczu 144/432 MHz pracuje w stanie jałowym (ang.: *idler*) i ma dobroć $Q = 100$ oraz impedancję falową $Z_0 = 50\ \Omega$. Z równania (3.22c) można obliczyć $r = Z_0/Q = 50/100 = 0{,}5\ \Omega$. Jeśli założymy, że napięcie w.cz. 2. harmonicznej wynosi tylko 2 V, to płynący prąd $I = U/r = 4$A. Pojemność kondensatora obliczamy z równania (3.17): $Z_0 = 1/\omega_r C$ czyli $C = 1/Z_0\omega_r = 1/50.2\ \pi \cdot 288 \cdot 10^6 = 11$ pF. Napięcie na kondensatorze $U_C = Q \cdot U = 200$ V.
Moc pozorna wynosi $S = U \cdot I = 200 \cdot 4 = 800$ VA, moc strat w obwodzie wynosi $\Delta P = I^2 \cdot r = 4^2 \cdot 0{,}5 = 8$ W (!). Przez kondensator ten będzie ponadto płynął prąd 1., 3. i dalszych harmonicznych, dając w zależności od obciążenia potrajacza prądy i napięcia nawet 2-krotnie większe niż w powyższym obliczeniu.

Z przykładu tego wynika, że w powielaczach waraktorowych należy stosować kondensatory powietrzne z dużym odstępem elektrod, tak jak w układach nadawczych i dopuszczające przepływ dużego prądu, a więc kondensatory o dużej mocy pozornej S. W takich warunkach pracy kondensatory ceramiczne rurkowe i płytkowe ulegną przebiciu, a szklane stopieniu. W potrajaczach 144/432 MHz z diodami BAY 96 można jeszcze stosować frezowane kondensatory produkcji NRD pod warunkiem stałego dołączenia obciążenia.

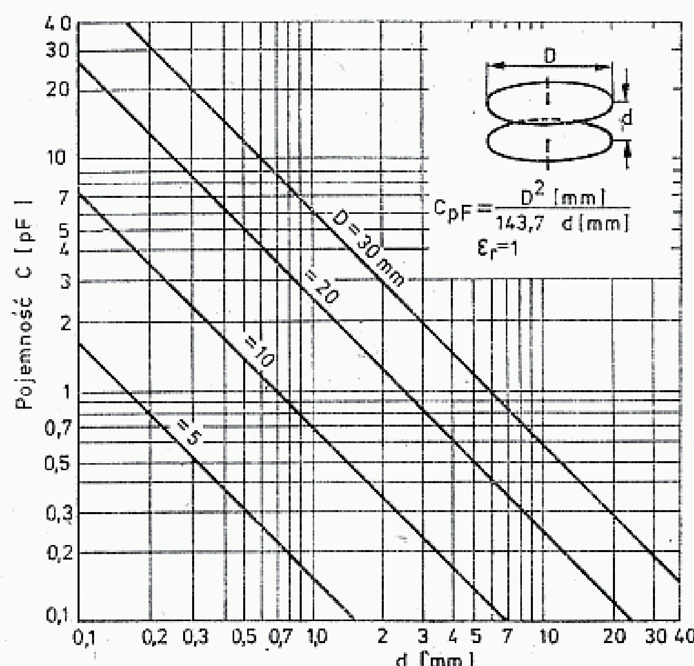
10. W obwodach rezonansowych ćwierćfalowych skróconych i helikalnych do ich dostrojenia stosuje się niewielką pojemność końcową. Często nie stosuje się tam trymerów, lecz pojemność końcową wykonuje się w postaci dwóch elektrod płytkowych, z których jedna jest przymocowana do linii środkowej, druga, ruchoma, do zewnętrznego ekranu. Elektrody powinny być miedziane lub mosiężne srebrzone, a styk ruchomy wykonany według zasad podanych w punkcie 7.

Pojemność kondensatora z płytkami o powierzchni S [mm²], z dielektrykiem o względnej przenikalności elektrycznej ε_r i grubości d [mm] oblicza się ze wzoru:

$$C = 0{,}00886\varepsilon_r \frac{S}{d} \quad [\text{pF, mm}^2\text{, mm}] \tag{3.40}$$

Pojemność można także wyznaczyć posługując się rysunkiem 3.11.

11. W układach zasilania i m.cz. do blokowania, sprzęgania i filtracji stosuje się kondensatory elektrolityczne. W filtrach zasilaczy sieciowych kondensatory



3.11. Pojemność kondensatora (trymera) płaskiego

elektrolityczne są wystarczająco dobre. Dopuszczają one amplitudę składowej zmiennej w stosunku do przyłożonej składowej stałej: 20% przy 50 Hz, 5% przy 500 Hz, 1,2% przy 5 kHz i 0,2% przy 20 kHz. Kondensatory te mają znaczną rezystancję wewnętrzną i stosunkowo często ulegają uszkodzeniu. W układach m.cz., p.cz. i impulsowych (układy TTL) stosuje się kondensatory elektrolityczne tantalowe, zdolne pracować przy częstotliwościach aż do kilku MHz. Są one znacznie mniej zawodne niż aluminiowe i bardziej stabilne.

Wszystkie kondensatory elektrolityczne po dłuższym składowaniu bez napięcia wymagają doformowania przez przyłożenie na czas 0,5 do 1 h napięcia obniżonego do 60÷80% napięcia znamionowego. Po okresie formowania kondensatory odzyskują pojemność i wytrzymałość na przebicie.

3.4 Elementy indukcyjne

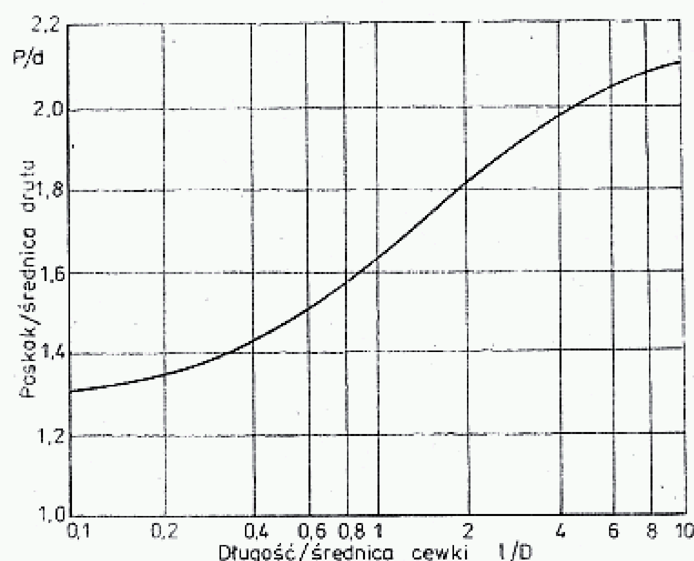
1. W układach UKF elementy indukcyjne występują jako
— części obwodów rezonansowych,
— dławiki.

W obwodach rezonansowych elementem indukcyjnym może być cewka (indukcyjność skupiona) lub linia o stałych rozłożonych. W niniejszym rozdziale opisano tylko właściwości cewek, zaś właściwościom linii poświęcony jest rozdział następny.

2. W oscylatorach, w stopniach formowania sygnału i pośredniej częstotliwości stosuje się cewki konwencjonalne, nawijane na karkasie, często z rdzeniem ferrytowym i nierzadko w ekranie. W warunkach amatorskich cewek takich się nie

robi, lecz wykorzystuje łatwo dostępne cewki firmowe z odbiorników radiowych i TV z torów wejściowych, p.cz. i oscylatorów, są one opisane w literaturze, np. [12].

3. W obwodach wejściowych UKF stosuje się najczęściej cewki powietrzne bez karkasów, a w obwodach szerokopasmowych cewki na karkasach z rdzeniem o niewielkiej przenikalności. Rdzenie ferrytowe niewłaściwie zastosowane zmniejszają znacznie dobroć cewki i zwiększają wrażliwość na zmiany temperatury, a ponadto, na skutek nieliniowej charakterystyki przy dużych sygnałach mogą być źródłem generacji sygnałów harmonicznych i interferencyjnych.



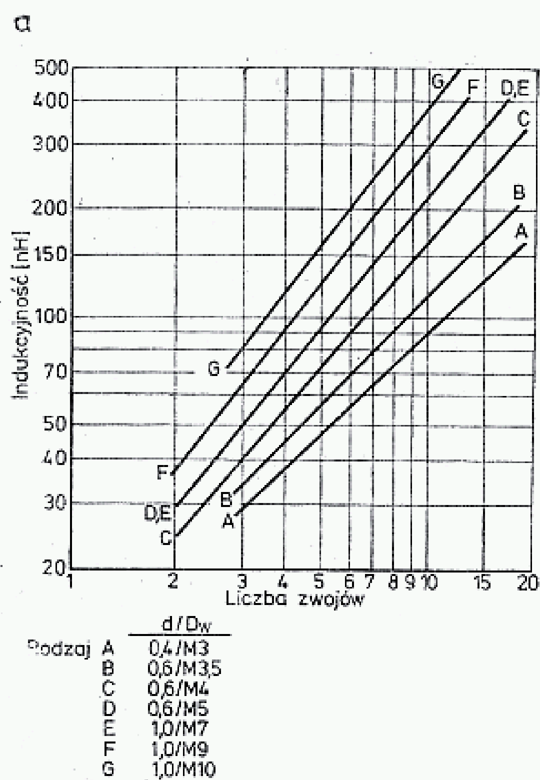
3.12. Optymalny poskok uzwojenia cewki w zależności od długości l wyrażony w stosunku do średnicy drutu (p/d) i średnicy cewki (l/D)

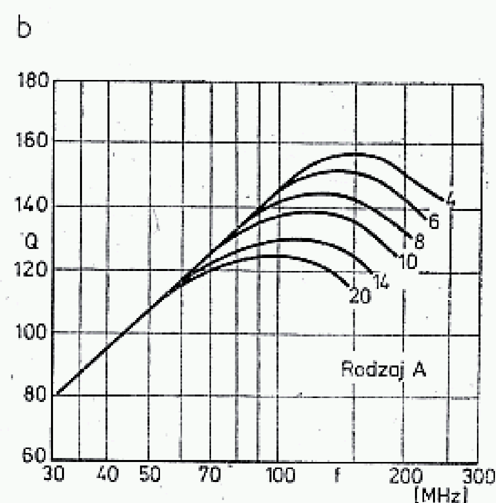
W układach wykonywanych masowo metodą druku spotyka się cewki płaskie drukowane. Mają one mniejszą dobroć i są trudniejsze do dostrajania niż cewki konwencjonalne. Szczegóły na temat stosowania takich cewek podane są m.in. przez Timmana, DJ9ZR w UKW Berichte 1/1969 oraz w poz. [12].

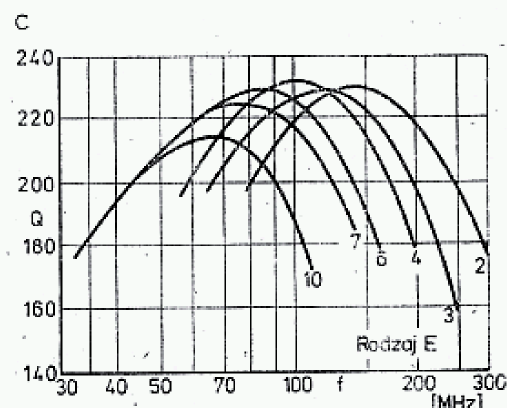
4. Cewki powietrzne nawija się drutem Cu Ag o średnicach 0,3 do 1,5 mm, a w stopniach mocy do 2,5 mm. Przy małych wymiarach cewek nadmiernie gruby drut jest niekorzystny, gdyż rosną straty zbliżeniowe, a indukcyjność maleje. Cewki o większej średnicy mają większą indukcyjność, większą pojemność własną oraz do pewnej częstotliwości większą dobroć. Dla danej średnicy drutu d istnieje optymalny poskok zwojów p, zależny od długości cewki (rys. 3.13).

W praktyce cewki powietrzne nawija się na pręcie (np. uchwyt wiertła) o średnicy $D_w = 4 \div 8$ mm zwój przy zwoju, dodając jeden zwój więcej, a po zdjęciu z pręta rozciąga, tak by uzyskać optymalny skok, końce odgina i lutuje w układzie przy minimalnym użyciu cyny na drodze przepływu prądu w.cz. Liczby zwojów cewek nawijanych drutem Cu Ag $d = 0{,}4 \div 0{,}6$ mm na $D_w = 4$ mm wynoszą orientacyjnie przy 144 MHz $n = 5$ do 6 zw., zaś przy 432 MHz $n = 2 \div 3$ zw.

Cewki powietrzne można także od razu nawijać na śrubach zachowując poskok gwintu [14]. Na rysunku 3.13a podano zależność indukcyjności cewek od liczby zwojów n nawiniętych na śrubach określonym drutem d z zachowaniem poskoku jak na gwincie śruby, a na rysunku 3.13b, c i d pokazano zależność dobroci Q od częstotliwości f i liczby zwojów. Już pobieżna analiza rysunków wskazuje, że dobroć cewki zależy od częstotliwości i że istnieje optymalna częstotliwość pracy, powyżej której dobroć maleje, a ponadto cewki o większej liczbie zwojów mają mniejszą dobroć.

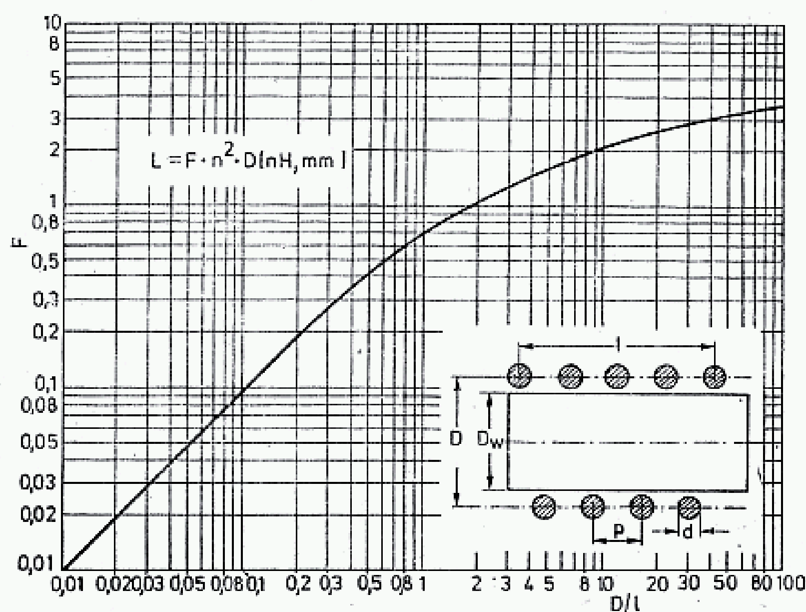






3.13. Cewki nawijane na szablonie w postaci śruby

a — indukcyjność cewki w zależności od liczby zwojów z, średnicy drutu d i rodzaju szablonu A — G, b, c — dobroć Q cewki z drutu Cu w zależności od częstotliwości. Liczby oznaczają liczbę zwojów



3.14. Indukcyjność cewki jednowarstwowej

5. W stopniach mocy stosuje się cewki o większych średnicach, o wymiarach obliczanych lub dobieranych eksperymentalnie. Indukcyjność jednozwojowej pętli z drutu o długości l [m] i średnicy d [mm] wynosi [6]:

$$L = 0{,}2l\left(2{,}303\,\lg\frac{4l}{d} - K\right)\ \text{[nH]} \tag{3.41a}$$

gdzie K zależy od kształtu pętli: dla pętli okrągłych $K = 2{,}45$, 8-kątnych $K = 2{,}561$, dla 6-kątnych $K = 2{,}636$, dla 5-kątnych $K = 2{,}712$, dla 4-kątnych $K = 3{,}197$.

W przypadku pętli okrągłej o średnicy wewnętrznej D_w [mm] wykonanej z drutu o średnicy d [mm] indukcyjność oblicza się ze wzoru:

$$L = 0{,}2\pi D_w \left(2{,}303 \lg \frac{8D_w}{d} - 2\right) \quad \text{[nH]} \tag{3.41b}$$

Przy cewkach wielozwojowych jednowarstwowych indukcyjność oblicza się ze wzoru [6]:

$$L = Fn^2D \quad \text{[nH, mm]} \tag{3.42a}$$

gdzie: n — liczba zwojów,
D — średnica podziałowa,
F — współczynnik zależny od stosunku D/l (rys. 3.14).

Indukcyjność cewek wielozwojnych jednowarstwowych można także obliczyć posługując się wzorem

$$L = \frac{D^2n^2}{0{,}46D+l} \quad \text{[nH, mm]} \tag{3.42b}$$

lub posłużyć się nomogramami dla cewek jedno i wielowarstwowych podanymi w literaturze [7, 12].

6. Gotowe cewki w obwodzie rezonansowym ze stałym kondensatorem można nieco przestrajać przez zmianę poskoku — rozciągnięciem lub ściśnięciem. Ocenę czy cewka ma za dużą czy za małą indukcyjność dokonujemy wprowadzając od strony „zimnego" końca rdzeń ferrytowy (zwiększa L) lub aluminiowy (zmniejsza L). Po próbie zmieniamy aż do skutku długość cewki, a jeśli to nie wystarcza zmieniamy liczbę zwojów.

7. Każda cewka ma swoją pasożytniczą pojemność nazywaną pojemnością własną cewki C_0. Pojemność własna jednowarstwowej cewki jest proporcjonalna do średnicy D i wolno maleje ze wzrostem długości cewki, jest natomiast prawie niezależna od liczby zwojów, jeśli jest ich dużo, i jeśli nie są położone zbyt blisko siebie. Małe odległości zwojowe przy małej ich liczbie zwiększają nieco pojemność [4]. Można przyjąć szacunkowo, że pojemność własna cewki wynosi:

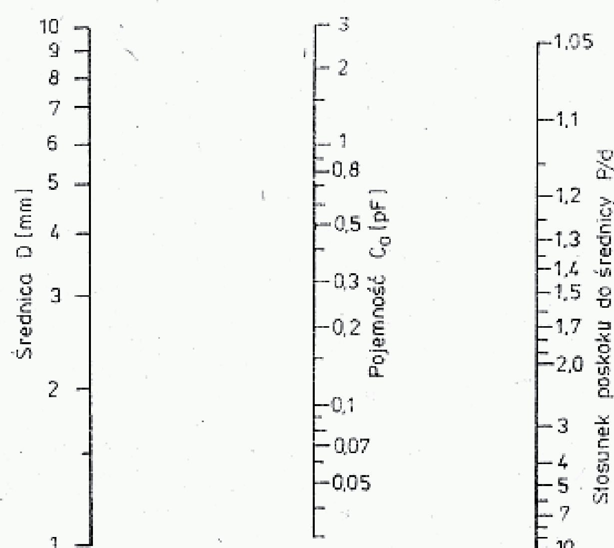
$$C_0 = (0{,}02 \div 0{,}08)D \quad \text{[pF, mm]} \tag{3.43}$$

W literaturze [4, 7, 12] podawane są także inne wzory, lecz są one wzajemnie sprzeczne. Przy obliczeniach można także posługiwać się nomogramem z rys. 3.15 opracowanym na podstawie [2 i 7].

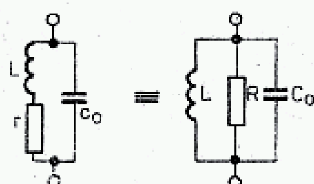
Przykład: Cewka nawinięta drutem CuAg $d = 0{,}8$ mm ma średnicę $D_w = 5$ mm oraz $n = 4$ zwoje i długość $l = 12$ mm; średnica obliczeniowa $D = D_w+d = 5+0{,}8 = 5{,}8$ mm. Poskok $p = l/n = 12/4 = 3$ mm. $D/l = 5/12 = 0{,}42$. Z rysunku 3.14 odczytuje się $F = 0{,}36$ i stąd indukcyjność $L = 0{,}36 \cdot 4^4 \cdot 5{,}8 = 33{,}4$ nH.

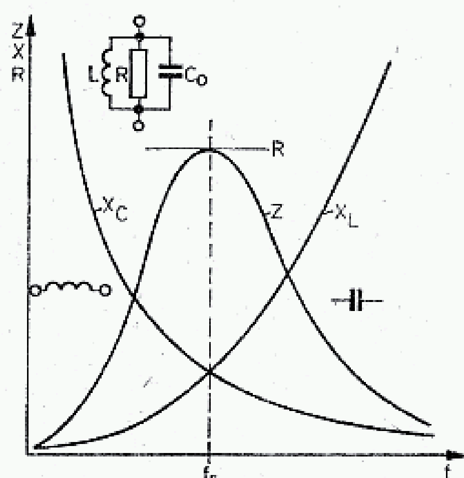
Z rysunku 3.15 odczytuje się pojemność własną dla $p/d = 3/0{,}8 = 3{,}75$ $C_0 = 0{,}25$ pF. Z rysunku 3.1c lub wzoru (3.19a) obliczamy częstotliwość rezonansu własnego $f_r = 1742$ MHz.

8. Właściwości cewki z uwzględnieniem strat na rezystancji r i pojemności rozproszenia C_0 można opisać obwodem równoległym RLC, którego charakterystyka podana jest na rys. 3.16. Poniżej częstotliwości rezonansowej f_r impedancja cewki ma charakter indukcyjny, zaś powyżej pojemnościowy. Przy częstotliwości rezonansowej impedancja uzyskuje wartość największą $Z = R$, czyli czystą rezystancję.



3.15. Nomogram do obliczania pojemności własnej cewki jednowarstwowej



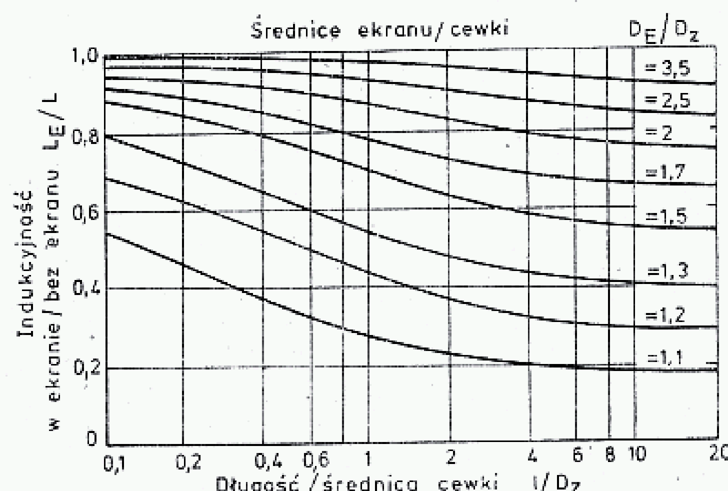


3.16. Układ zastępczy cewki i jej impedancja w zależności od częstotliwości

Jeśli cewka ma spełniać funkcję dławika izolującego obwód w.cz. od zasilania, to konstrukcja jej powinna być taka, by częstotliwość rezonansowa f_r cewki była bliska lub większa od częstotliwości pracy obwodu, przy czym istotne jest, by C_0 było jak najmniejsze. Cewki wielowarstwowe mają dodatkowe pojemności międzywarstwowe, które powodują pojawienie się rezonansów szeregowych. Cewka taka

użyta jako dławik przy pewnych częstotliwościach może obwód izolowany zwierać i przez taki dławik będą płynęły bardzo duże prądy (patrz przykład w p. 3.3.9).

9. Pole elektromagnetyczne cewki indukuje prądy w innych pobliskich obwodach, powodując często niepożądane sprzężenia, szczególnie silne, gdy sprzęgający się obwód jest nastrojony na tę samą częstotliwość. Sprzężenie można ograniczyć stosując cewki o małej średnicy, umieszczając cewki osiami wzajemnie prostopadle, stosując ekrany lub nawijając cewkę na rdzeniach ferrytowych zamkniętych, np. kubkowych, pierścieniowych, dwuotworowych itp.



3.17. Wykres do obliczania indukcyjności cewki w ekranie

Ekrany wykonuje się z blachy miedzianej lub aluminiowej. Zmniejszają one indukcyjność cewki L tym silniej, im mniejszy jest stosunek średnicy ekranu D_E do średnicy zewnętrznej cewki D_z, i silniej przy cewkach długich. Indukcyjność cewki L_E w ekranie o przekroju kołowym można określić na podstawie krzywych na rys. 3.17. Jeśli ekran ma przekrój kwadratowy o boku a, to przyjmuje się $D_e = 0{,}6\ a$.

Przykład: Cewka obliczona w p. 7 ma $D_z = 6{,}6$ mm, $l = 12$ mm, $L = 33{,}4$ nH i jest umieszczona w ekranie o średnicy wewnętrznej $D_E = 11{,}2$ mm. Obliczamy $l/D_z = 1{,}82$, $D_E/D_z = 1{,}7$; odczytujemy $L_E/L = 0{,}72$ i stąd $L_E = 0{,}72 \cdot 33{,}4 = 22$ nH.

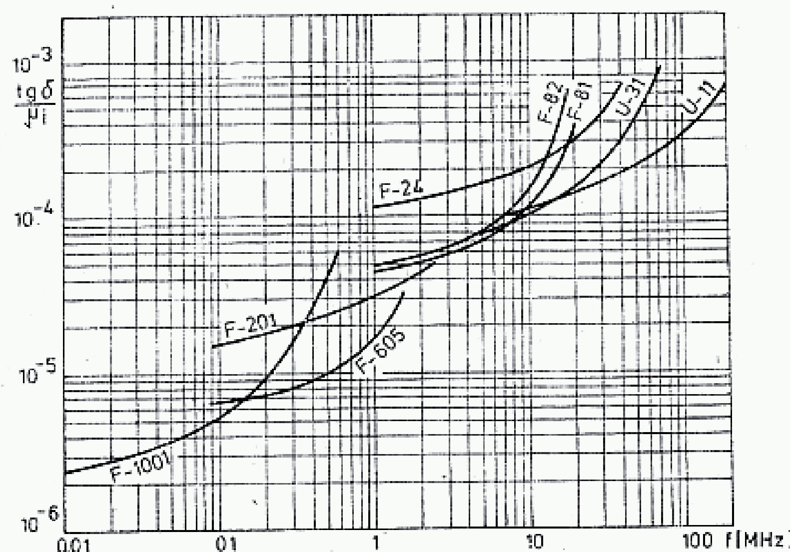
10. Rdzenie ferrytowe stosowane w cewkach w.cz. zwiększają ich indukcyjność a w obwodach sprzężonych mogą zwiększyć stopień sprzężenia. Rdzenie zamknięte, np. kubkowe i pierścieniowe ograniczają znacznie strumień rozproszony i cewki takie często nie wymagają ekranowania.

Rdzenie wykonywane są na drodze spiekania materiałów ferrytowych magnetycznie miękkich, będących związkami tlenków żelaza, manganu, niklu, cynku, magnezu, [15]. Są one bardzo twarde i kruche. Gotowe spieki można obrabiać jedynie szlifując. Dobierając odpowiednio skład mieszanki uzyskuje się rdzenie o dużej przenikalności μ_r, dochodzącej do 5000, lecz przydatne w zasadzie tylko przy małych częstotliwościach. Przy innym składzie otrzymuje się rdzenie o małej przenikalności względnej $\mu_r = 20 \div 50$, lecz przydatne do pracy przy częstotliwości do 600 MHz.

Rdzenie te różnią się wyglądem: rdzenie o dużej przenikalności (małej częstotliwości) mają kolor prawie czarny. o średniej przenikalności — kolor szary,

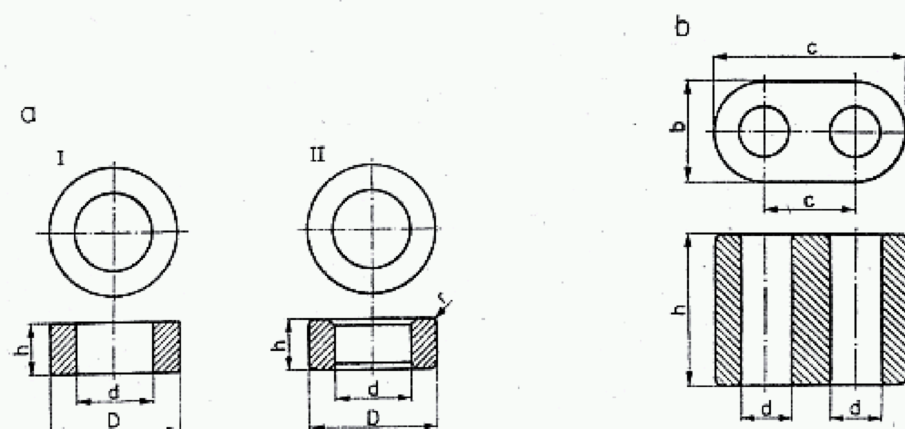
zaś dla w.cz. często mają kolor szaro-brunatny. W tablicy 3.4.1 (na końcu książki) podano właściwości materiałów magnetycznych ferrytowych produkcji Polfer.

Dobroć rdzenia określa się za pomocą stosunku współczynnika strat tgδ do przenikalności początkowej i zależy od częstotliwości (rys. 3.18). Im jest on większy, tym dobroć jest mniejsza. Właściwości wybranych ferrytów produkcji zagranicznej zestawiono w tablicach 3.4.2—4 (na końcu książki).



3.18. Rdzenie ferrytowe produkcji Polfer. Zależność dobroci od materiału i częstotliwości

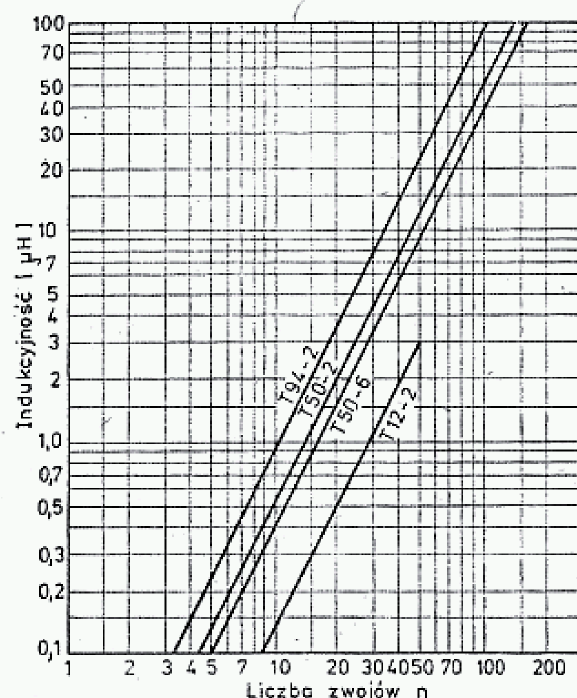
Ferryty mają dużą rezystywność, zachowują się więc jak dielektryki o dużej stałej elektrycznej ε_r. W zakresie częstotliwości akustycznych $\varepsilon_r = 10^4$ do 10^6 i maleją wraz ze zwiększeniem się częstotliwości, a przy około 1 GHz osiąga $\varepsilon_r = 10$, czyli nadal ma dużą wartość. Wiąże się z tym skrócenie fali elektromagnetycznej λ (wzór 3.13), co w przypadku współmierności wymiarów rdzenia i długości fali λ wywołuje zjawisko rezonansu wymiarowego i znaczy wzrost strat. Przy częstotliwości 144 MHz rezonans taki może wystąpić przy rdzeniach o długości 3 do 5 cm.



3.19. Wymiarowanie rdzeni pierścieniowych i dwuotworowych

11. W nowoczesnych układach KF, a także UKF w stopniach p.cz. i filtrach stosuje się cewki nawijane na rdzeniach pierścieniowych (rys. 3.19) i dwuotworowych, których wymiary i parametry zestawiono w tablicach 3.4.5 i 3.4.6 (na końcu książki). Cewki nawinięte na rdzeniu mają dużą dobroć i praktycznie nie wymagają ekranowania, można je mocować na płytce laminowanej w odległości 2—3 mm od części metalowych.

Indukcyjność cewki nawiniętej na rdzeniu pierścieniowych zależy od pola przekroju rdzenia A_e [mm^2], długości drogi magnetycznej l_e [mm] liczby zwojów n i względnej przenikalności magnetycznej μ_r rdzenia. Przenikalność μ zależy od stopnia nasycenia rdzenia składową stałą pola magnetycznego i dlatego rdzenie charakteryzowane są przenikalnością początkową, tj. bez podmagnesowania składową stałą. W katalogach Polfer można znaleźć charakterystyki rdzeni w zależności od stopnia podmagnesowania [15]. Na rysunku 3.20 podano zależność indukcyjności od liczby zwojów na rdzeniach Amidon.
Indukcyjność cewki nawiniętej na rdzeniu pierścieniowym określa wzór [15]



3.20. Indukcyjność cewek nawiniętych na rdzenie pierścieniowe firmy Amidon

$$L = \frac{0{,}4\pi n^2 \mu_r A_e}{l_e} \quad [\text{nH, mm}] \tag{3.44a}$$

lub

$$L = \frac{4\pi n^2 \mu_r}{C_1} \quad [\text{nH, cm}^{-1}] \tag{3.44b}$$

gdzie: $C_1 = l_e/A_e$ — stała charakteryzująca wymiary rdzenia lub po dalszych przekształceniach:

$$L = 0{,}46052 \mu_r h n^2 \lg D/d \quad [\text{nH, mm}] \tag{3.44c}$$

lub dla $D/d \leqslant 1{,}2$

$$L = 0{,}2 h n^2 \left(\frac{D}{d} - 1\right) \quad [\text{nH, mm}] \tag{3.44d}$$

W literaturze [13] opisano dokładnie sposób budowy w warunkach amatorskich przyrządu do pomiaru przenikalności względnej μ za pomocą generatora rezonansowego GDM. W praktyce jednak nie mierzy się przenikalności, lecz określa stałą indukcyjności rdzenia A_l w nH/zw^2, otrzymywaną z równania (3.44), a indukcyjność oblicza stosując wzór:

$$L = A_L n^2 \ \text{[nH]} \tag{3.45}$$

Wielkość A_L jest indukcyjnością jaką by miała cewka o tych samych wymiarach D, d i h umieszczona na pierścieniu magnetycznym o przenikalności μ_r, lecz utworzona tylko z jednego zwoja. Stała A_L ma wymiar nH/zw^2. Wartości A_L podane są w tablicy 3.4.5. Ze wzoru (3.45) wyznaczamy liczbę zwojów n dla zadanej indukcyjności L:

$$n = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \ \text{[zw, nH]} \tag{3.45a}$$

Przykład 1: Potrzebna jest cewka o indukcyjności 1000 nH nawinięta na rdzeniu RP 20×12×7,5 — F_{82} z $A_L = 56$. Wyznaczamy liczbę zwojów: $n = \sqrt{1000/56} = 4{,}225$ zw. Nawiniemy więc 4 zwoje, zaginając częściowo końce, tak by były zbliżone do rdzenia lub 5 zwojów możliwie luźno. Jeśli nie jest znana wartość A_L posiadanego rdzenia, to można ją łątwo wyznaczyć. W tym celu na rdzeń nawija się 3÷10 zwojów i obwód zamyka kondensatorem o znanej pojemności $C = 50 \div 500$ pF. Za pomocą GDM mierzy się częstotliwość rezonanową odczytując dokładną częstotliwość na odbiorniku. Indukcyjność cewki określa się z wzoru (3.19), który po przekształceniu ma postać:

$$L = \frac{25{,}33 \cdot 10^6}{f^2 \cdot C} \ \text{[nH, MHz, pF]} \tag{3.46}$$

i znając liczbę zwojów n wylicza się A_L ze wzoru (3.45).

Przykład 2: Na rdzeń RP 10×6×3,8 nawinięto 10 zwojów. Cewkę połączono z kondensatorem o pojemności $C = 51$ pF i uzyskano rezonans przy $f_r = 11{,}2$ MHz. Stąd $L = 25{,}33 \cdot 10^6/f^2 \cdot C = 3959$ nH oraz $A_L = L/n^2 = 39$. Na podstawie tablicy 3.4.5 stwierdzamy. że jest to materiał F82, dla którego wartość katalogowa $A_L = 31 \pm 30\%$.

Przykład 3: Na rdzeń ten nawinięto $n = 2$ zwoje, $L = 39 \cdot 2^2 = 156$ nH.
Rezonans przy częstotliwości 144 MHz wystąpi dla kondensatora o pojemności $C = 25{,}33 \cdot 10^6/ /f^2 \cdot L = 7{,}8$ pF.

Dalsze informacje na temat cewek i rdzeni znajdują się w następnych rozdziałach, przy opisie konkretnych obwodów helikalnych i transformatorów szerokopasmowych.

3.5 Obwody o stałych rozłożonych

3.5.1 Wprowadzenie

Wymiary cewek i kondensatorów na zakresach UKF, a w szczególności MKF są porównywalne do długości fali, zaś dla uzyskania rezonansu muszą być one bardzo małe (np. dla 435 MHz $LC \cong 10^{-9}$). Z tych powodów poczynając od pasma 432 MHz stosuje się przeważnie obwody liniowe o różnej konfiguracji, a powyżej 5 GHz obwody wnękowe.

Podano tu najistotniejsze zasady projektowania i podstawowe wzory obliczeniowe obwodów rezonansowych o stałych rozłożonych, wynikające z teorii linii długich. Obszerniejsze informacje na ten temat można znaleźć w literaturze [4, 6, 10, 11, 16, 17, 18]. Podawane wzory nadają się do obliczeń za pomocą inżynierskiego kalkulatora (np. typu LOLEK). Obliczenia te można przeprowadzić także na komputerach osobistych, gdyż odpowiednie programy znajdują się już w literaturze radioamatorskiej (HAM Radio, QST, CQ-DL, UKW Berichte i inne).

W opisach złożonych układów zrezygnowano z podawania wzorów opisujących jednostkową indukcyjność L_0 i pojemność C_0, a poprzestano jedynie na podaniu impedancji falowej Z_0, gdyż jest ona potrzebna w dalszych rodziałach książki. Zależność między L_0, C_0 i Z_0 opisana jest równaniem (3.17).

W dalej podawanych wzorach wymiary liniowe podano w [mm], impedancje w [Ω], częstotliwości w [MHz], indukcyjności w [nH], pojemności w [pF], oraz, jeśli nie zaznaczono inaczej, przyjęto, że przewód znajduje się w przestrzeni o $\mu_r = 1$, $\varepsilon_r = 1$, oraz, że przewodniki mają rezystywność pomijalnie małą. Jeśli przewód otoczony jest dielektrykiem o względnej przenikalności ε_r, to obliczoną wartość impedancji Z_0 należy podzielić przez $\sqrt{\varepsilon_r}$.

3.5.2 Obwody liniowe

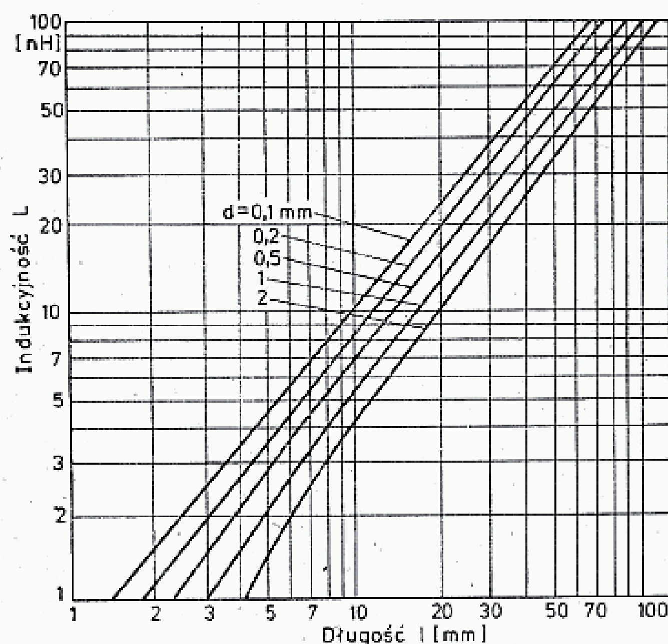
Opisano tu najczęściej spotykane przypadki obwodów, pokazane na rys. 3.22. Przed tym jednak podano wzory dla prostego przewodu liniowego w wolnej przestrzeni.

Prosty przewód miedziany w wolnej przestrzeni o długości l i średnicy d przy częstotliwościach UKF [4] ma indukcyjność własną

$$L = 0{,}2l[2{,}303\lg(4l/d) - 0{,}75] \tag{3.47}$$

i pojemność własną

$$C = 0{,}02415l \frac{1}{\lg(2l/d)} \tag{3.48}$$



3.21. Indukcyjność prostego przewodu w wolnej przestrzeni [6]

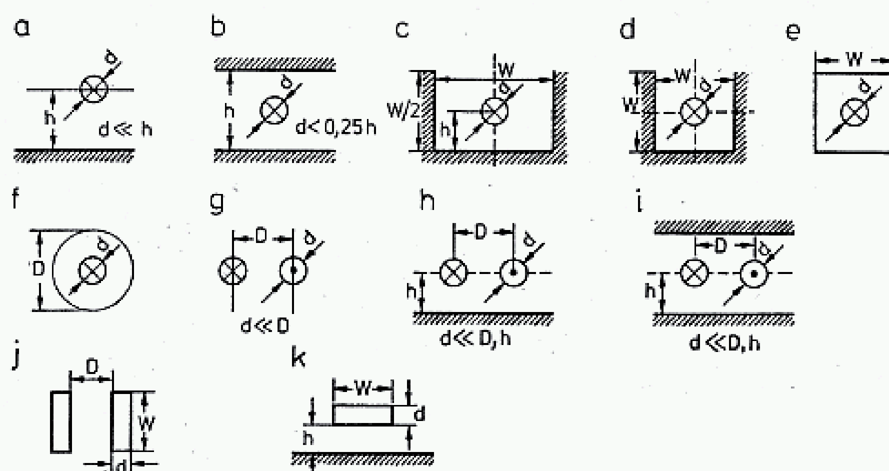
Na rysunku 3.21 podano zależność indukcyjności przewodu od średnicy d i długości l. Z wykresu tego można korzystać przy określaniu indukcyjności przewodów łączeniowych, w tym i doprowadzeń do rezystorów i kondensatorów. Dokładne wzory dla różnych konfiguracji podano w [4 i 6].

Przewód o przekroju kołowym nad rozległą płaszczyzną na wysokości h pokazano na rys. 3.22a. Układ taki jest stosowany często jako obwód rezonansowy

do 2 GHz i jako podstawowe ogniwo filtru heterodyny. Jego impedancja przy założeniu $h/d > 1{,}5$ wynosi:

$$Z_0 = 60\ln(4h/d) = 138\lg(4h/d) \tag{3.49}$$

Zależność tę podano na rysunku 3.23.



3.22. Konfiguracja linii długich

Objaśnienia w tekście

Przewód o przekroju kołowym między dwoma rozległymi płaszczyznami pokazano na rys. 3.22b. Przypadek taki występuje często w reflektometrach. Jego impedancja, przy założeniu $h/d > 1{,}25$, wynosi:

$$Z_0 = 60\ln(4h/\pi d) = 138\lg(4h/\pi d) \tag{3.50}$$

Przewód o przekroju kołowym w korytku o szerokości w, na głębokości h pokazano na rys. 3.22c, gdy $d \ll h, w$. Układ taki często jest stosowany w częściowo ekranowanych wzmacniaczach, oscylatorach i filtrach UKF

$$Z_0 = 60\ln\frac{4w\,\mathrm{tgh}(\pi h/w)}{\pi d} \tag{3.51}$$

W literaturze [16] podano sposób obliczania odwrotnego, tj. w/h dla danego Z_0.

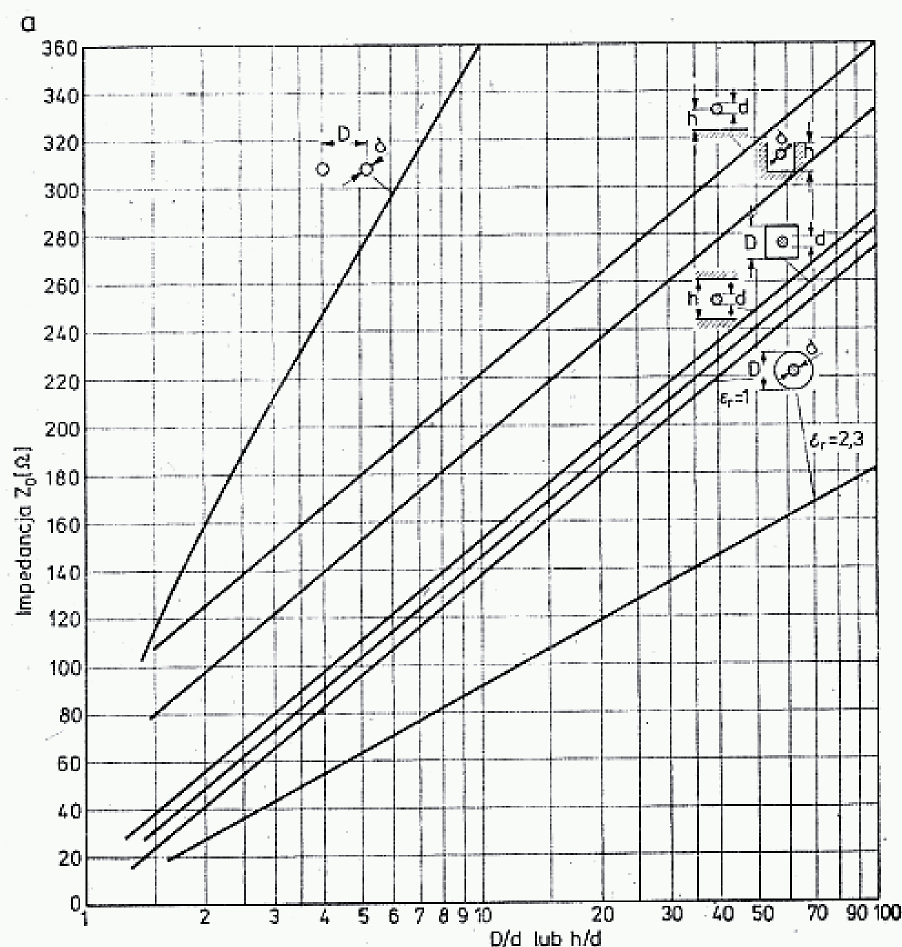
Jeśli korytko ma przekrój kwadratowy, a przewód znajduje się w środku przekroju ($h = w/2$) jak na rys. 3.22d, to 3.51 ma postać:

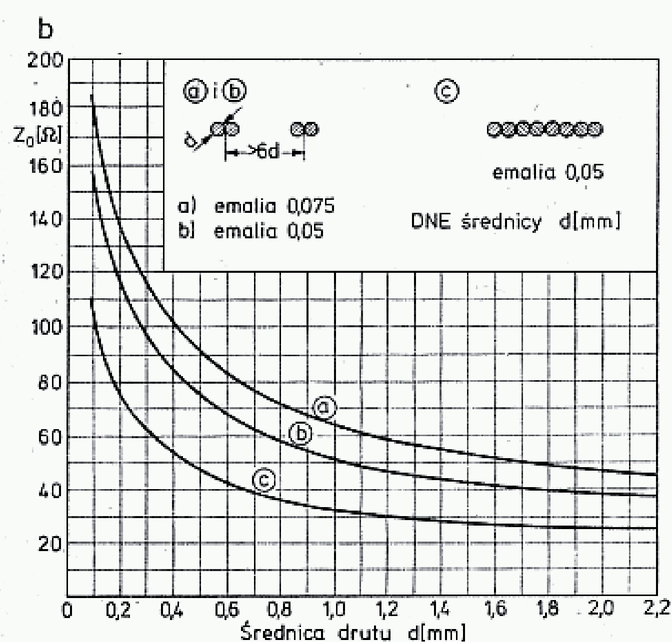
$$Z_0 = 60\ln(8h/\pi d) = 138\lg(8h/\pi d) \tag{3.52}$$

Przewód o przekroju kołowym, zamknięty w ekranie o przekroju kwadratowym pokazany na rys. 3.22e nie jest wrażliwy na wpływy otoczenia i nie promieniuje, układ taki, trudniejszy do wykonania, może być stosowany w rezonatorach ćwierćfalowych w wąskopasmowych filtrach i falomierzach. Ma on dobroć mniejszą niż przy przekroju kołowym, ale za to może być łatwiej wykonany z paska blachy miedzianej (uwaga — tylko jedna krawędź lutowana). Przy założeniu $w > 2d$ jego impedancję wyznacza się ze wzoru:

$$Z_0 = 60\ln\left(1{,}08\,\frac{w}{d}\right) = 138\lg\left(1{,}08\,\frac{w}{d}\right) \tag{3.53}$$

Przewód okrągły w okrągłym ekranie, czyli linia koncentryczna (współosiowa) pokazano na rys. 3.22f. Występuje ona jako powietrzna w obwodach rezo-





3.23. Impedancje falowe wybranych linii długich (a) oraz impedancje falowe linii dwuprzewodowych z drutu w emalii, stosowane w transformatorach szerokopasmowych, nawijanych z odstępem i ściśle (b)

nansowych, a wypełniona dielektrykiem jako kable koncentryczne. Jej impedancja falowa wynosi:

$$Z_0 = 60 \ln \frac{D}{d} = 138 \lg \frac{D}{d} \tag{3.54}$$

Jeśli wnętrze zapełnione jest dielektrykiem o stałej elektrycznej ε_r, to:

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\varepsilon_r}} \lg \frac{D}{d} \tag{3.54a}$$

Dwa przewody równoległe w odległości D w wolnej przestrzeni pokazano na rys. 3.22g. Układ taki występuje w dwuprzewodowych liniach napowietrznych. Impedancja takiej linii wynosi:

$$Z_0 = 120 \operatorname{arccosh} D/d \tag{3.55}$$

lub

$$Z_0 = 120 \ln \left[\frac{D}{d} + \sqrt{\left(\frac{D}{d}\right)^2 - 1} \right] \tag{3.55a}$$

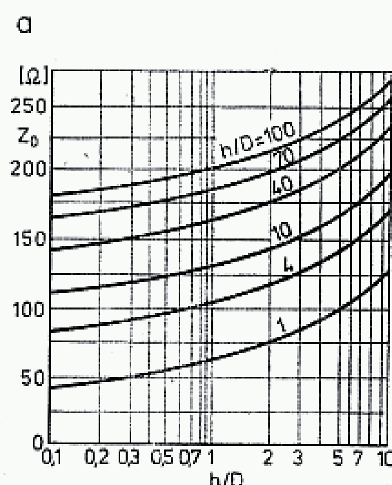
Gdy $D/d > 2{,}5$ równanie można uprościć do postaci:

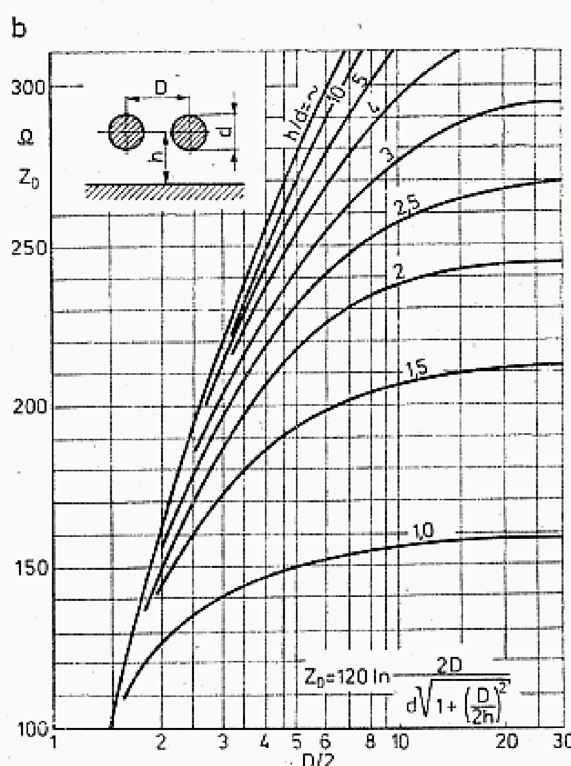
$$Z_0 = 120 \ln \frac{2D}{d} = 276{,}3 \lg \frac{2D}{d} \tag{3.55b}$$

Jeśli linie są połączone mostkiem, np. z polietylenu ($\varepsilon_r = 2{,}3$), to impedancja linii będzie mniejsza, a w obliczeniach należy stosować zastępczą ε_{rz} zależną od wymiarów mostka [11].

Linię z przewodów równoległych o przekroju kołowym nad rozległą płaszczyzną pokazano na rys. 3.22 h. Przypadek ten występuje w stopniach przeciwsobnych nadajników, gdy linia półfalowa lub ćwierćfalowa znajduje się blisko masy, [16]:

$$Z_0 = 30 \ln \left[\frac{4h}{d} \sqrt{1 + \left(\frac{2h}{D}\right)^2} \right] = 69 \left(\lg \frac{4h}{d} + \lg \sqrt{1 + \left(\frac{2h}{D}\right)^2} \right) \tag{3.56}$$





3.24. Impedancje linii równoległej nad płaszczyzną

a — przy małej wysokości linii [16], b — przy dużej wysokości linii nad płaszczyzną [17]

Gdy $h/d \geqslant 1{,}5$ i $D/d > 2$ równanie upraszcza się do postaci [17]:

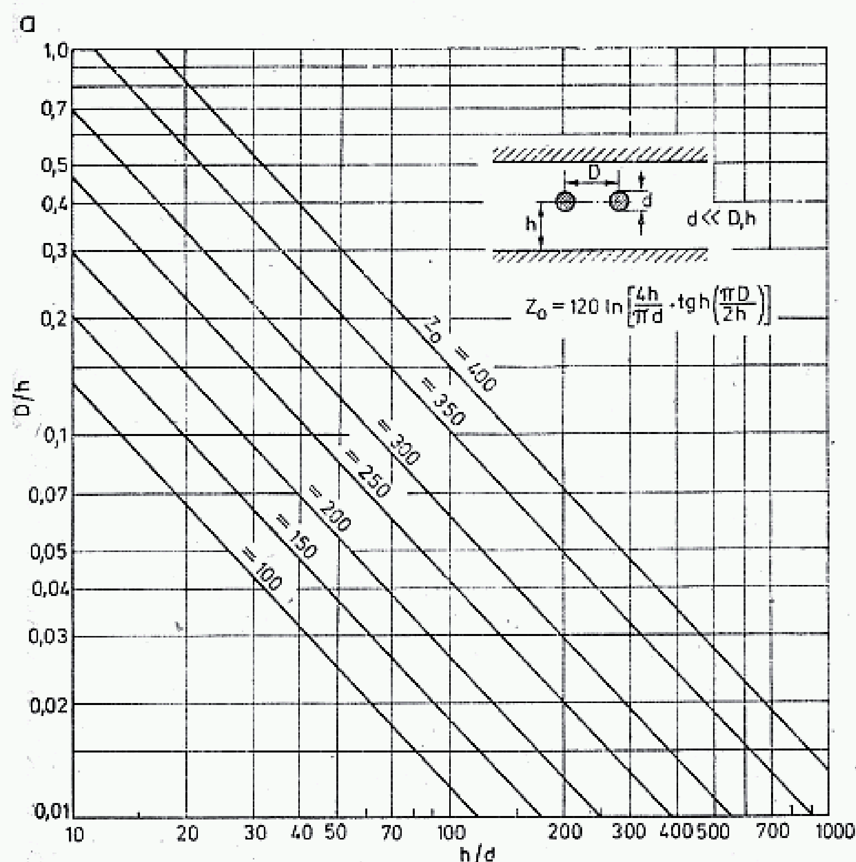
$$Z_0 = 120 \ln \frac{2D}{d \sqrt{1 + \left(\frac{D}{2h}\right)^2}} = 276{,}3 \lg \frac{2D}{d \sqrt{1 + \left(\frac{D}{2h}\right)^2}} \tag{3.56a}$$

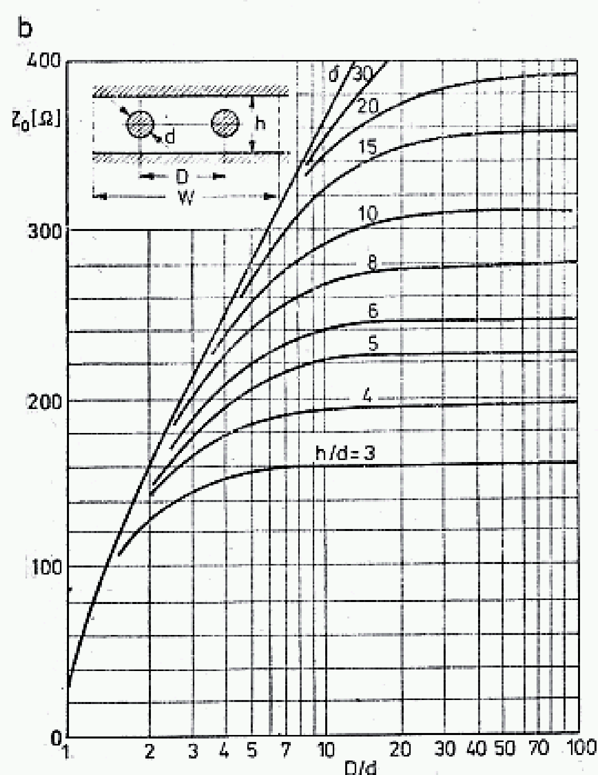
i wtedy można posłużyć się rysunkiem 3.24b, natomiast gdy $h > 3D$, to można

stosować wzór (3.55a) jak dla linii równoległej w wolnej przestrzeni i wykres z rys. 3.23a. Gdy linia dwuprzewodowa jest użyta do nawinięcia transformatora szerokopasmowego, to impedancja falowa linii zależy także od odległości sąsiednich zwojów (rys. 3.23b).

Linia równoległa między dwoma rozległymi płaszczyznami:

$$Z_0 = 120 \ln\left[\frac{4h}{\pi d} \operatorname{tgh} \frac{\pi D}{2h}\right] \tag{3.57}$$

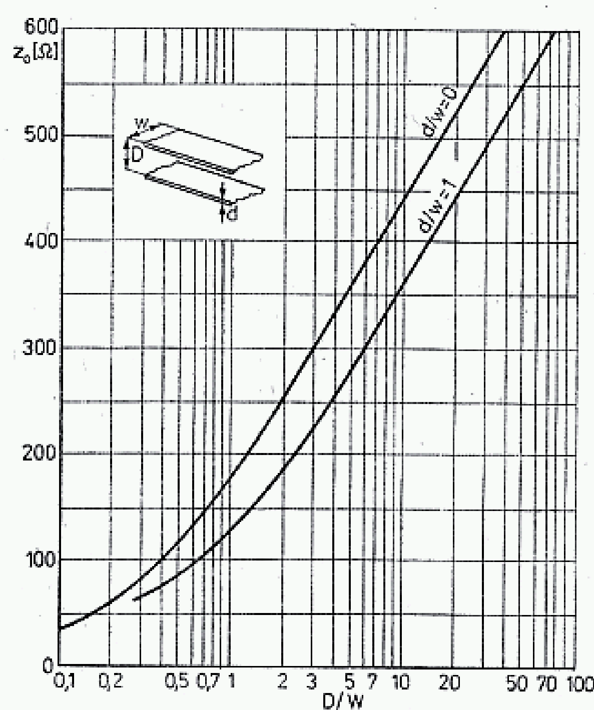




3.25. Impedancja linii równoległych między płaszczyznami

a — przy dużych odległościach h [16], b — przy małych odległościach [17]

Jeśli płaszczyzny są ograniczone ściankami bocznymi umieszczonymi po obu stronach w odległości większej od $h/2$ od przewodu linii, a linia jest wewnątrz położona symetrycznie, to stosując wzór (3.57) otrzymuje się wartość Z_0 nieco za dużą. Dokładny wzór dla takiego przypadku jest bardzo złożony, [16]. Zamiast obliczać według skomplikowanego wzoru (3.57) można wartości Z_0 odczytać z rysunku: dla dużej odległości h z rys. 3.25a, a dla małych odległości z rys. 3.25b. Wykres 3.25b można także stosować dla układów zamkniętych, jeśli $w > D+3d$. Powyższy przypadek występuje często w stopniach mocy wzmacniaczy przeciwsobnych (np. z QQEO6/40) umieszczonych w ekranującej obudowie.



3.26. Impedancje linii taśmowej [10, 17]

Linie taśmowe równoległe z przewodów prostokątnych pokazano na rys. 3.22j. Na rysunku 3.26 pokazano zależność Z_0 od D/w dla dwóch przypadków:
— gdy grubość taśmy jest pomijalnie mała oraz
— gdy linię tworzą pręty o przekroju kwadratowym.

3.5.3 Linie paskowe

Linie paskowe (ang.: *strip line, microstrip line*) pokazane na rys. 3.22 k i 3.28 potraktowane są odrębnie, gdyż są wygodną formą linii przy współpracy z czynnymi elementami półprzewodnikowymi UKF. Linie paskowe wykonuje się najczęściej na laminacie dwustronnym krytym miedzią, przy czym dolna powłoka miedziana stanowi masę, zaś odpowiednio uformowany pasek na górnej powierzchni tworzy z nią obwód rezonansowy. Między paskiem i masą znajduje się dielektryczne podłoże o przenikalności względnej ε_r. Linia paskowa może być analizowana jako skutek przekształcenia obwodu symetrycznego (rys. 3.27), od którego różni się przede wszystkim tym, że linie sił pola elektrycznego przebiegają częściowo w powietrzu z $\varepsilon_r = 1$ i częściowo w podłożu o $\varepsilon_r > 1$. W przeciwieństwie do układów zamkniętych, tylko część pola zawarta jest bezpośrednio między elektrodami, pozostała część pola znajduje się przeważnie w powietrzu i może sprzęgać się z in-

nymi obwodami położonymi w pobliżu. Rozdział pola na część bezpośrednio sprzężoną i rozproszoną zależy od wymiarów linii paskowej.

Pojemność własna linii paskowej C_0, a skutkiem tego i jej impedancja falowa Z_0 muszą być określane z uwzględnieniem stopnia udziału obu części pola. Opisuje się to wprowadzając pojęcie skutecznej względnej przenikalności elektrycznej ε_{rs}, zależnej od wymiarów gabarytowych linii oraz przenikalności elektrycznej ε_r podłoża. Opis matematyczny takiego układu jest dość złożony. J. Fisk, W1HR w oparciu o analizę profesjonalnych materiałów źródłowych, łącznie z najnowszymi komputerowymi opracowaniami podał wiarygodne wzory dokładne i uproszczone oraz wykresy ułatwiające ich stosowanie [22].

Wielkościami charakteryzującymi niesymetryczną linię paskową (NLP) (rys. 3.28a i 3.29) są: stosunek szerokości paska w do grubości podłoża h o względnej przenikalności ε_r oraz grubość paska d, czyli stosunki w/h oraz h/d. Zakłada się, że płaszczyzna masy jest rozległa ($b \gg w$).

Z dokładnością do kilku procent dla $w/h > 0,2$ i $\varepsilon_r > 3,0$ oraz $d/h < 0,005$ można stosować wzór opisujący impedancję NLP:

$$Z_0 = \frac{120\pi}{(w/h+1)\sqrt{\varepsilon_r+\sqrt{\varepsilon_r}}} \qquad (3.58)$$

Jeśli wymagana jest dokładność lepsza od 0,5%, to dla $w/h < 1$:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_s}}\ln(8h/w+w/4h) \qquad (3.58b)$$

gdzie względna skuteczna przenikalność elektryczna

$$\varepsilon_s = \frac{\varepsilon_r+1}{2}+\frac{\varepsilon_r-1}{2}\left[\frac{1}{\sqrt{1+12h/w}}+0,04(1-w/h)^2\right] \qquad (3.59)$$

zaś dla $w/h > 1$:

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_s}\,[w/h+1,393+2/3\ln(w/h+1,444)]} \qquad (3.58c)$$

gdzie:

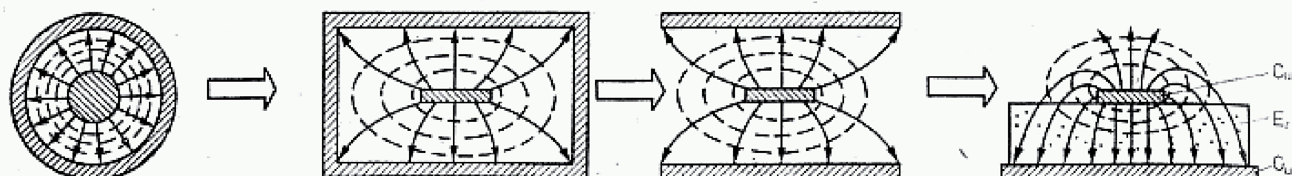
$$\varepsilon_s = \frac{\varepsilon_r+1}{2}+\frac{\varepsilon_r-1}{2}\cdot\frac{1}{\sqrt{1+12h/w}} \qquad (3.59)$$

W obu przypadkach można posługiwać się uproszczoną i tylko niewiele mniej dokładną formułą:

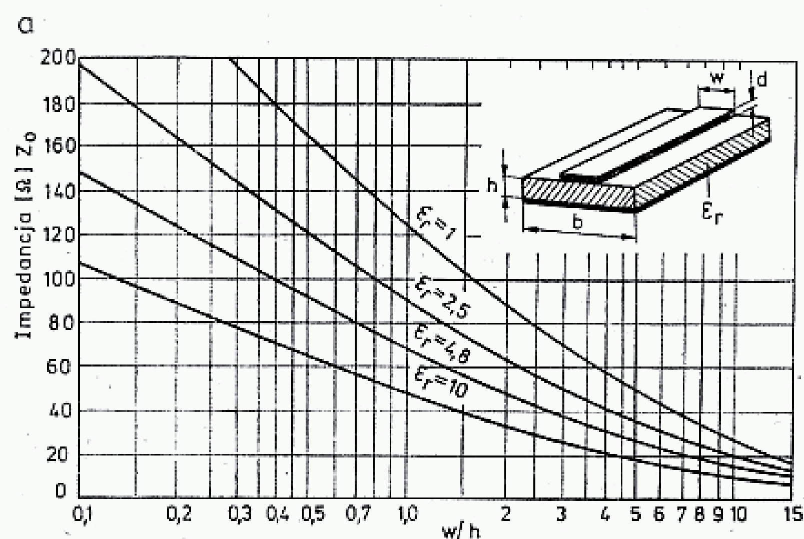
$$\varepsilon_s = 1+\frac{\varepsilon_r-1}{2}\left(1+\frac{1}{\sqrt{1+\frac{10}{w/h}}}\right) \qquad (3.59)$$

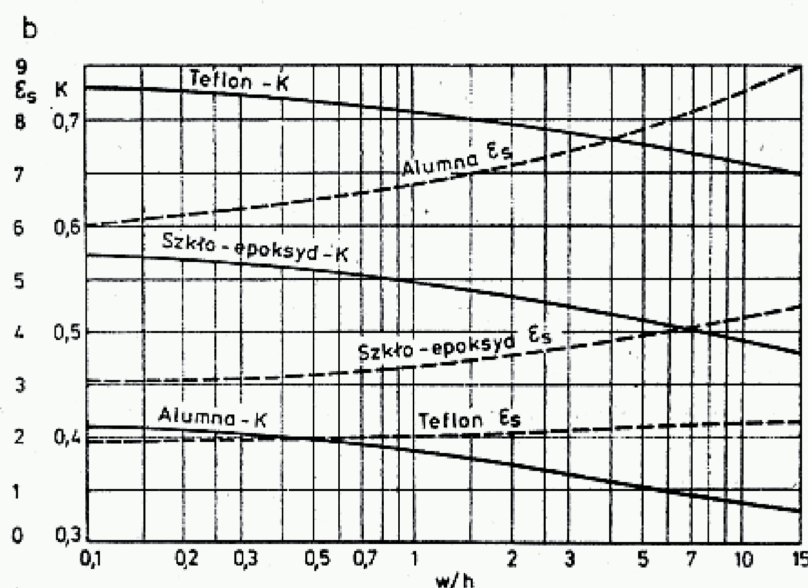
W literaturze [26] podano wzory zapewniające dokładność 0,25%:

$$\varepsilon_s = \frac{\varepsilon_r+1}{2}+\frac{\varepsilon_r-1}{2}(1+10h/w) \qquad (3.59)$$



3.27. Kolejne etapy przekształcania linii współosiowej z falą TEM w linię paskową





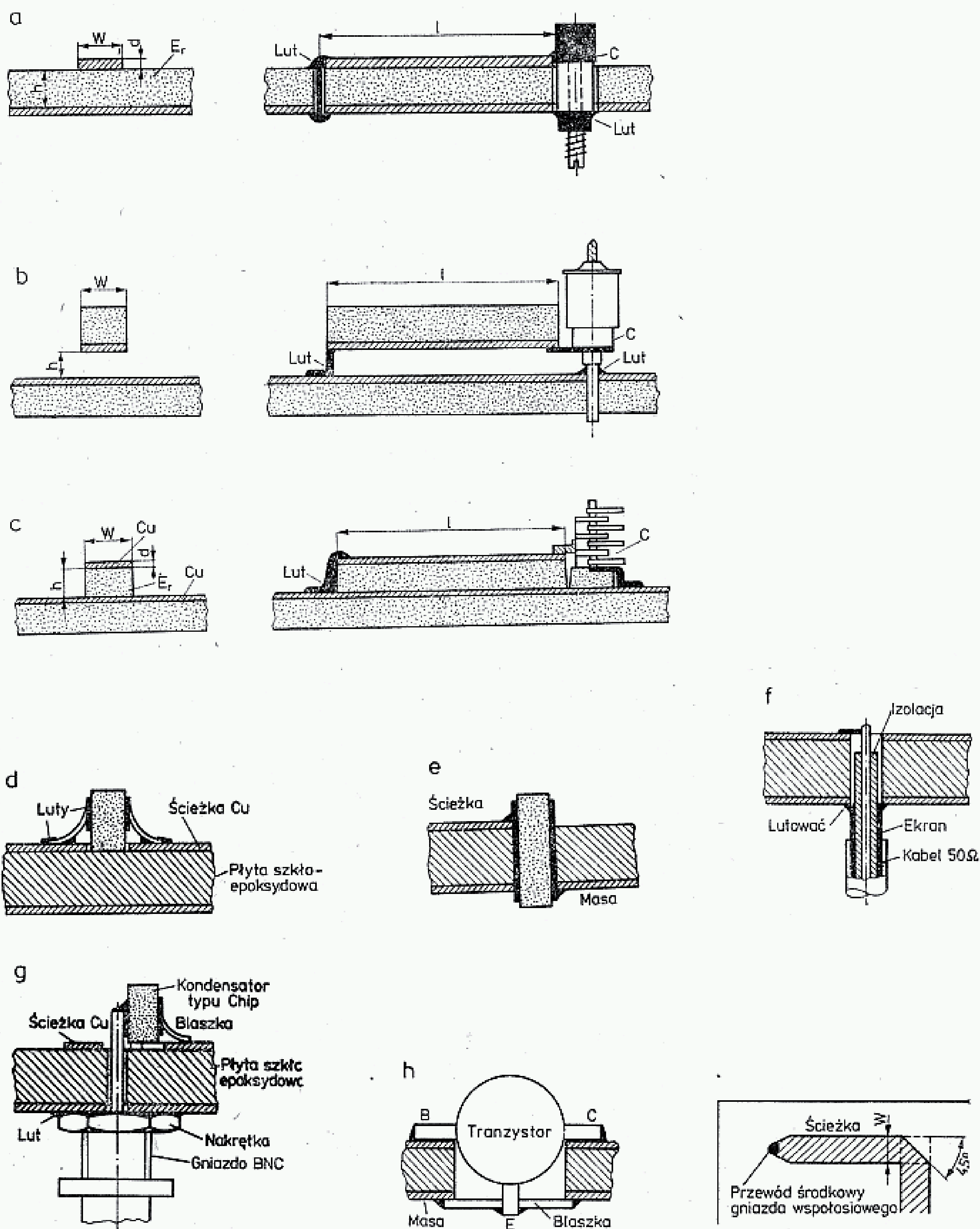
3.28. Linie paskowe
a — zależność impedancji Z_0 od w/h,
b — zależność skutecznej względnej przenikalności ε_s i współczynnika skrócenia od w/h

i dla $w/h \geqslant 1$

$$Z_0 = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_s}} \frac{120\pi}{(w/h)+2{,}42-0{,}44(h/w)+(1-h/w)^6} \tag{3.58}$$

W przypadku, gdy pasek ma znaczną grubość d ($d/h > 0{,}005$) wpływ grubości paska w NLP uwzględnia się wprowadzając w równaniu (3.58) i (3.59) skuteczną szerokość paska w_s, która jest nieco większa niż fizyczna szerokość paska w:

Dla $w/h > \frac{1}{2\pi} \cong 0{,}16$



3.29. Rodzaje linii paskowych i sposoby dołączania elementów do tych linii

$$\frac{w_s}{h} = \frac{w}{h} + \frac{d}{\pi h}\left(1 + \ln\frac{2h}{d}\right) \tag{3.60a}$$

zaś dla $w/h < \frac{1}{2\pi}$ i $w/d > 2$

$$\frac{w_s}{h} = \frac{w}{h} + \frac{d}{\pi h}\left(1 + \ln\frac{4\pi w}{d}\right) \tag{3.60b}$$

Na rysunku 3.28a podano zależność impedancji Z_0 od w/h obliczoną ze wzorów (3.58) bez uwzględnienia poprawki na grubość d, zaś na rys. 3.28b wartość ε_s obliczoną na podstawie wzoru (3.59).

W praktyce UKF stosowane są laminaty oparte na podłożu szklano-epoksydowym ($\varepsilon_r = 4{,}8$), teflonowym ($\varepsilon_r = 2{,}5$) i alundowym ($\varepsilon_r = 10$) o grubościach 1,6 mm i 0,8 mm, a czasami 3,2 mm i 0,4 mm przy grubości folii d 0,036 mm i 0,07 mm. Wysokość h mierzy się zawsze bez folii, czyli grubość samego podłoża.

Najmniej stratne i jednorodne jest tworzywo alundowe, przydatne szczególnie w zakresie MKF oraz teflonowe, obecnie coraz tańsze.

W zakresie UKF nie należy stosować tanich laminatów papierowo-bakelitowych, gdyż mają one dużą stratność i łatwo rozwarstwiają się. Laminaty szklano-epoksydowe różnych producentów wykazują dość znaczny rozrzut ε_r i grubości h, czasami nawet między poszczególnymi partiami, a nawet w jednym arkuszu laminatu. Typowymi wadami są: nierównomierny rozkład wypełniacza oraz rozległe pęcherze powietrzne. Wady te dyskwalifikują taki laminat w zastosowaniach w zakresie MKF.

Ostatnio często spotyka się montaż eksperymentalnych układów UKF metodą wysepek. Jednostronnie kryty laminat wykorzystuje się tu jako nośnik konstrukcyjny z ekranowanym spodem. Na wierzchu laminatu nakleja się klejem epoksydowym wysepki z kawałków laminatu stroną miedzi do góry. Wysepki te służą jako punkty lutownicze. Przy takiej technice obwody paskowe wykonuje się w sposób pokazany na rys. 3.29b i c. W przypadku, gdy między paskiem a masą znajduje się powietrze, zastępcza przenikalność wynosi $\varepsilon_r = 1{,}05$, zaś gdy pasek podłożem jest przyklejony do masy (rys. 3.29c) $\varepsilon_r = 3{,}5$. Przy projektowaniu takich obwodów można posługiwać się rys. 3.28 dokonując odpowiedniej interpolacji.

Jeśli dysponuje się laminatem o nieznanej względnej przenikalności ε_r, to można ją wyznaczyć wycinając kwadrat o boku 25 mm, mierząc dokładnie jego pojemność C i wysokość bez folii h. Przenikalność płytki o powierzchni A [mm²], grubości h [mm] i pojemności C [pF] wyznacza się ze wzoru:

$$\varepsilon_r = \frac{112{,}9Ch}{A} \tag{3.61}$$

Przykład: C — 18 pF, $h = 1{,}50$ mm, $A = 625$ mm², to $\varepsilon_r = 4{,}88$, przy czym częstotliwość pomiaru powinna być zbliżona do częstotliwości roboczej. Przy małej częstotliwości przenikalność elektryczna ε_r jest około 10% większa.

Pole rozproszone NLP oddziaływuje na inne obwody. Przyjmuje się, że w NLP o $Z_0 > 50\ \Omega$ odległość najbliższych obwodów i dodatkowej masy powinna być większa od $5w$ (gdzie w jest szerokością paska), zaś w NLP o $Z_0 < 50\ \Omega$, odległość ta nie powinna być mniejsza od $2\ w$[1]).

Linie paskowe niesymetryczne powinny mieć impedancje w granicach $10 \div 150\ \Omega$. W tablicy 3.5.1 podano parametry NLP wykonanych na laminacie

[1]) Bliższe szczegóły na ten temat podano w rozdziale na temat sprzęgaczy na NLP.

dwustronnym na podłożu szklano-epoksydowym i teflonowym; w szczególności w rubryce „w" podano szerokość pasków przy laminatach o grubości wraz z folią Cu 2×0,036 mm znormowanej 0,8 i 1,6 mm. K jest współczynnikiem skrócenia.

W liniach o $Z_o < 15\ \Omega$ znaczna szerokość paska powoduje nierównomierny rozkład gęstości, prądu, co w wyniku efektu końcowego przy punktowym zasilaniu (rys. 3.29i) powoduje, że jej długość elektryczna jest większa niż linii z wąskim paskiem.

Tablica 3.5.1

Parametry linii paskowych na laminacie dwustronnym z warstwą metaliczną 36 μm o grubości 0,8 i 1,6 mm

Impedancja Z_0 [Ω]	Szkło-epoksyd				Teflon			
	K	w/h	w		K	w/h	w	
			0,8	1,6			0,8	1,6
10	0,481	14,93	10,7	22,5	0,646	20,96	15,1	31,6
15	0,490	9,35	6,7	14,1	0,654	13,27	9,5	20,0
20	0,498	6,59	4,7	10,0	0,661	9,47	6,8	14,3
25	0,505	4,96	3,5	7,5	0,667	7,21	5,2	10,9
30	0,510	3,89	2,8	5,8	0,672	5,72	4,1	8,6
40	0,520	2,56	1,8	3,9	0,681	3,88	2,8	5,9
50	0,528	1,79	1,2	2,7	0,688	2,80	2,0	4,2
60	0,535	1,30	0,88	1,9	0,694	2,10	1,5	3,1
70	0,541	0,955	0,64	1,4	0,700	1,61	1,1	2,4
80	0,546	0,711	0,46	1,02	0,705	1,26	0,86	1,8
100	0,553	0,399	0,23	0,54	0,713	0,785	0,51	1,1
120	0,559	0,225	0,11	0,28	0,718	0,498	0,31	0,69
150	0,565	0,096	—	0,09	0,725	0,254	0,13	0,32
200	—	—	—	—	0,732	0,094	—	0,08

Długość fali w linii paskowej jest $K = 1/\sqrt{\varepsilon_s}$ razy mniejsza niż w próżni, czyli $\lambda = K\lambda_0$ (wzór 3.13). Wartości współczynnika skrócenia K podano na rys. 3.28b i w tablicy 3.5.1

Przykład: Zaprojektować ćwierćfalową NLP dla $f = 432$ MHz, o impedancji falowej $Z_0 \doteq 50\ \Omega$ wykonaną na laminacie szklano-epoksydowym o grubości 1,6 mm.

W tablicy 3.5.1 znajdujemy: dla $Z_0 = 50\ \Omega$ $K = 0{,}528$, $w = 2{,}7$ mm oraz obliczamy $\lambda_0 = 300/f = 300/432 = 0{,}694 = 694$ mm. $\lambda = K\ \lambda_0 = 366{,}7$ mm. $\lambda/4 = 91$ mm. Ta sama linia na laminacie teflonowym będzie miała wymiary 119×4,2 mm.

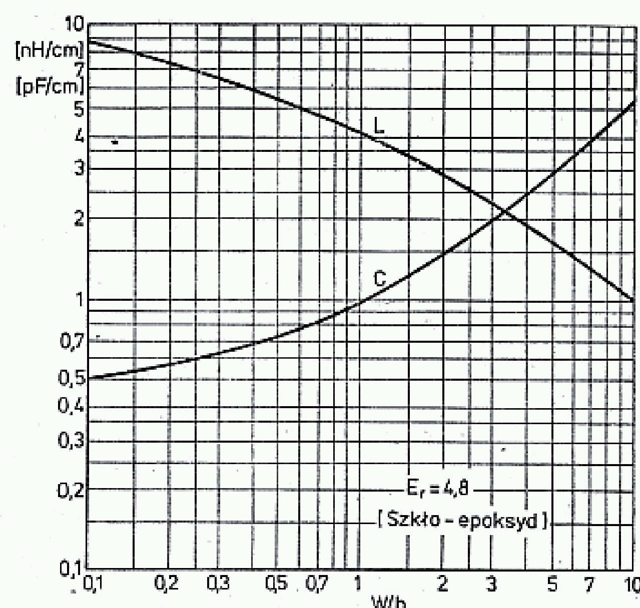
Znając impedancję Z_0 linii można ustalić jej pojemność jednostkową, tj. pojemność na 1 cm długości:

$$C_0 = \frac{1}{vZ_0} = \frac{100}{3KZ_0} \quad [\text{pF/cm}, \Omega] \tag{3.62}$$

oraz indukcyjność jednostkową:

$$L_0 = \frac{Z_0}{v} = \frac{Z_0}{30K} \quad [\text{nH/cm}, \Omega] \tag{3.63}$$

Wartości C_0 i L_0 można odczytać z rys. 3.30.



3.30. Zależność jednostkowej indukcyjności i pojemności linii paskowej na podłożu szklano-epoksydowym od w/h

Wzory te mogą być stosowane do wszystkich linii o stałych rozłożonych opisanych w p. 3.5.2.

Jeśli długość odcinka linii $l < \lambda/8$, to można ją traktować jako skupioną pojemność lub indukcyjność i za ich pośrednictwem wykonywać filtry i transformatory, o czym obszerniej napisano dalej.

Na rysunkach 3.29a÷c pokazano sposoby montażu kondensatorów nastawnych w powiązaniu z różnymi rodzajami linii paskowych. Linia paskowa powietrzna (rys. 3.29a) może być wykonana bez podkładu dielektrycznego, np. ze sztywnego odcinka taśmy miedzianej. Wtedy $\varepsilon_r = 1$ i Z_0 można znaleźć posługując się rys. 3.28a. Jeśli taśmę zastąpić drutem miedzianym o średnicy d, to otrzymuje się układ opisany wzorem (3.49) i na rys. 3.23. Linie powietrzne mają większy strumień rozproszony i najbliższe obwody powinny znajdować się w odległości większej od $5w$ lub $5h$, gdy $w/h < 1$.

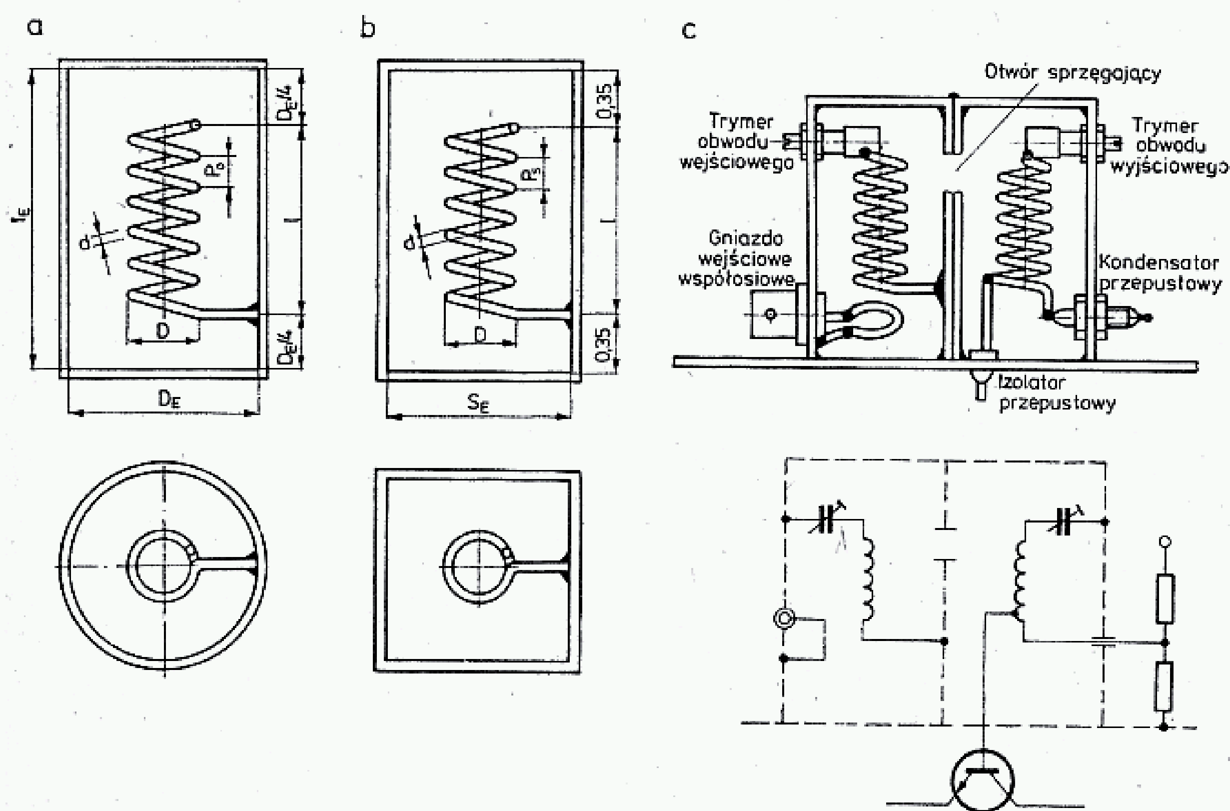
Na rysunkach 3.29d÷i pokazano zasady montażu kondensatorów blokujących, kabla i złącza koncentrycznego oraz tranzystora w sposób wprowadzający jak najmniejsze pasożytnicze indukcyjności i pojemności, które wpływają na lokalną zmianę Z_0 i występowanie odbić sygnału od tych miejsc. W przypadku konieczności zmiany kierunku linii lub jej zakończenia stosujemy sfazowanie linii, jak na rys. 3.29i. Ma to na celu zmniejszenie pojemności linii w miejscu nieciągłości i zwiększenie jej indukcyjności, gdyż wszelkie zmiany kierunku prądu od prostego dają zakłócenia rozkładu pola magnetycznego i zmniejszenie indukcyjności.

3.5.4 Obwody helikalne

Przy mniejszych częstotliwościach wymiary linii ćwierćfalowej są dość znaczne, np. linia $\lambda/4$ o $Z_0 = 75\ \Omega$ i dobroci $Q = 2500$ ma wymiary [11] $D = 50$ mm, $d =$

$= 14$ mm, $l = 520$ mm. Tego rodzaju obwody stosuje się tylko w specjalnych wąskopasmowych filtrach opisanych w rozdziale 3.6. Linię ćwierćfalową można fizycznie skrócić przez dodanie pojemności końcowej, co zmniejsza jej dobroć. Można także przewód środkowy zwinąć na kształt cewki, a przewód zewnętrzny potraktować jako ekran tej cewki. Tak powstaje linia spiralna (śrubowa) nazywana powszechnie obwodem helikalnym. Cechuje je duża dobroć przy małych gabarytach. Obecnie obwody takie dość często spotyka się na wejściu nowoczesnych odbiorników i w filtrach wyjściowych nadajników, jeśli potrzebne jest uzyskanie dużej selektywności[1].

Obwód helikalny jest zwiniętą spiralnie linią długą o dużej impedancji falowej Z_0 i małej osiowej prędkości propagacji. Długość elektryczna linii wynosi około $l_e/4 = 0{,}235\lambda$, czemu odpowiada kąt fazowy 85° elektrycznych, zaś długość fizyczna linii wynosi około $l = 0{,}28\ \lambda$. Linia taka umieszczona w ekranie ma pojemność własną C_0 i przedstawia sobą obwód o częstotliwości rezonansowej f_0. Jeden koniec odwodu helikalnego dołączony jest do ścianki bocznej ekranu na określonej wysokości (rys. 3.31), drugi jest swobodnie zawieszony, względnie jest podtrzymywany wspornikiem z bardzo mało stratnego dielektryka o małej przenikalności. Dla umożliwienia dostrojenia obwodu w miejsce wspornika stosuje się trymer o małej pojemności, zaś samą linię projektuje się dla częstotliwości większej o 2÷5% od roboczej (rys. 3.31).

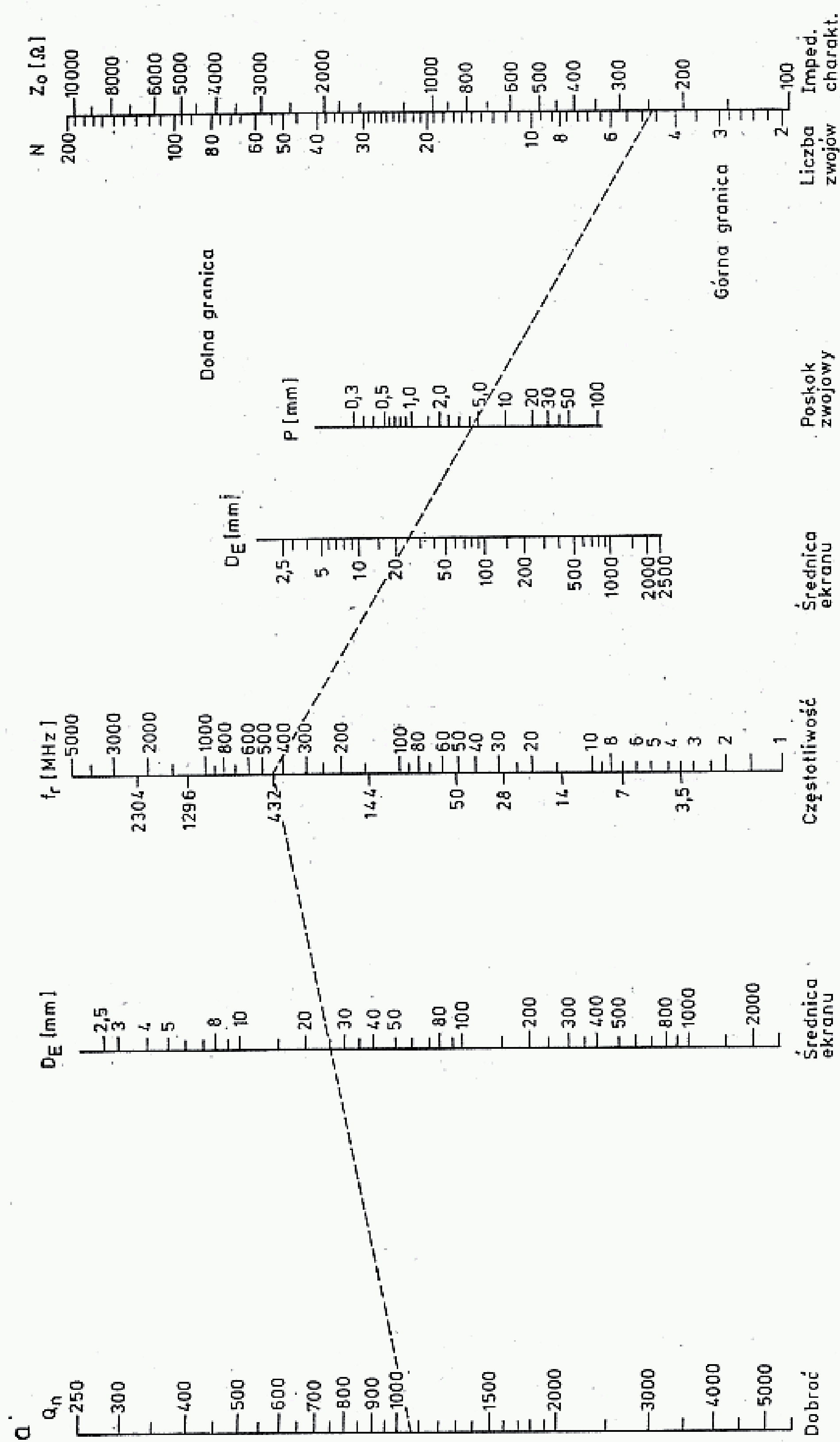


3.31. Obwody helikalne

a — o przekroju kołowym, b — kwadratowy, c — metody sprzęgania komór

Wymiary cewki i ekranu wpływają jednocześnie na indukcyjność L i pojemność C_0, a więc także na częstotliwość rezonansową f_0 i na impedancję falową Z_0

[1] Teoria obwodów helikalnych opisana jest w [9, 10 i 16] i szczegółowo w [17] jako cewka ekranowana.



a
Q_n
Dobroć
D_E [mm]
Średnica ekranu
f_r [MHz]
Częstotliwość
D_E [mm]
Średnica ekranu
P [mm]
Poskok zwojowy
Dolna granica
Górna granica
N
Liczba zwojów
Z_o [Ω]
Imped. charakt.

i dobroć obwodu nieobciążonego Q_N. W literaturze [17] zalecane są następujące proporcje wymiarów (rys. 3.31):

$$l = 1{,}4D; \quad D_E = 1{,}67D; \quad l_E = 1{,}25D_E; \quad d \cong 0{,}7p \tag{3.64}$$

Przy tych proporcjach, gdy cewka i ekran wykonane są z miedzi, maksymalna dobroć obwodu nieobciążonego Q_N wynosi:

$$Q_N = 2{,}5D_E\sqrt{f}\ \text{[mm, MHz]} \tag{3,65}$$

oraz indukcyjność cewki w ekranie:

$$L = \frac{0{,}0022n^2D^2}{D+2{,}2l}\left[1-\frac{1}{l+1{,}55(D_E-D)}\left(\frac{D}{D_E}\right)^2\right] \tag{3.66}$$

gdzie: n — liczba zwojów, D, D_E, l [mm], wg rys. 3.31a.
Po podstawieniu założonych proporcji otrzymuje się:

$$L = 0{,}428n^2D\ \text{[nH, mm]} \tag{3.67}$$

Długość drutu cewki l_d przy założonych proporcjach dla fali λ_0 wynosi:

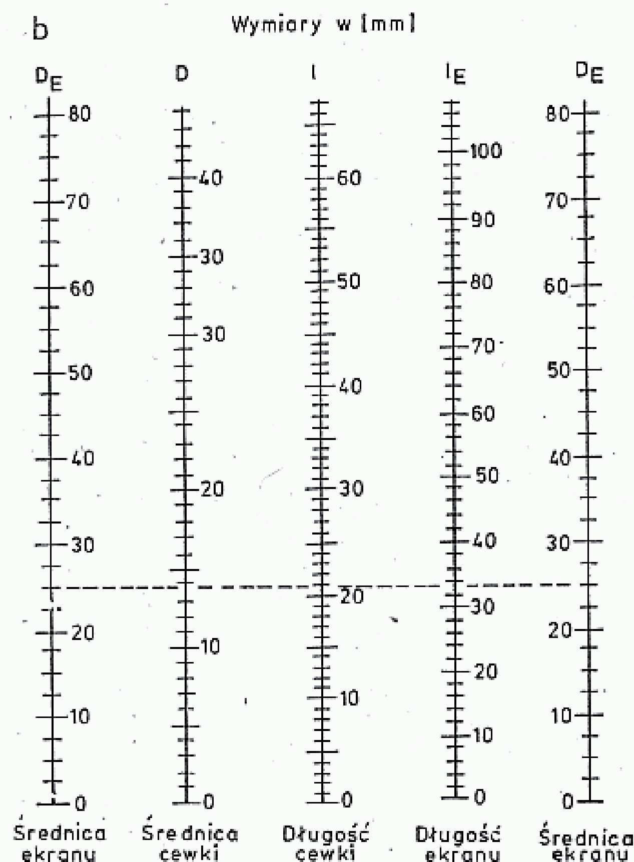
$$l_d \cong 0{,}28\lambda_0 = \frac{84\,000}{f_0}\ \text{[mm, MHz]} \tag{3.68}$$

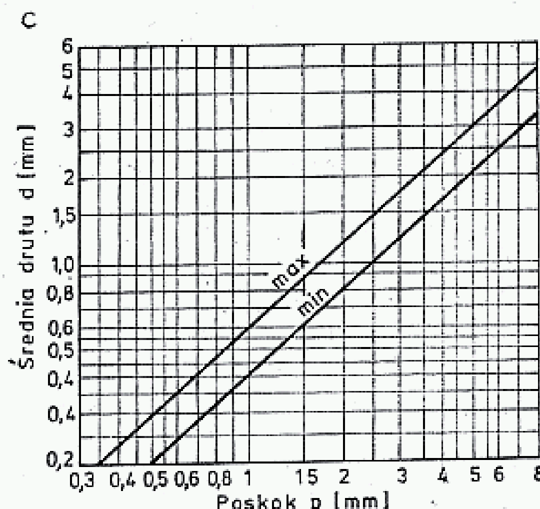
Pojemność własna cewki wynosi:

$$C_0 \cong \frac{25{,}3\cdot 10^6}{f_0^2L} = \frac{8{,}38\cdot 10^{-3}l_d^2}{n^2D}\ \text{[pF, nF, mm]} \tag{3.69}$$

Impedancja falowa obwodu helikalnego przy założonych proporcjach wynosi:

$$Z_0 = 226n^2\frac{D}{l_d}\ [\Omega] \tag{3.70}$$





3.32. Nomogramy i wykresy do projektowania obwodów helikalnych [9]

a — dla danej częstotliwości i średnicy ekranu D_E ustala się liczbę zwojów i poskok, b — dla danej średnicy ekranu ustala się średnicę i długość cewki oraz długość ekranu, c — dla poskoku p, wyznaczonego z nomogramu a ustala się średnicę drutu cewki d

Po uwzględnieniu zależności geometrycznych w uzwojeniu śrubowym otrzymuje się liczbę zwojów:

$$n = \frac{\sqrt{l_d^2 - l^2}}{\pi D} \tag{3.71}$$

gdzie poskok:

$$p = l/n \tag{3.72}$$

Zespół podanych zależności umożliwia zaprojektowanie obwodu helikalnego.

Według źródeł [9, 10 i 16] projektowanie obwodu helikalnego rozpoczyna się od ustalenia średnicy D_E lub boku S ekranu o przekroju kwadratowym. Po przeliczeniu podanych tam wzorów na jednostki metryczne [mm] otrzymuje się liczbę zwojów w przekroju kołowym n_0 lub kwadratowym n_s:

$$n_0 = \frac{48463}{f_0 D_E}; \quad n_s = \frac{40386}{f_0 S} \quad \text{[mm, MHz]} \tag{3.73}$$

oraz poskok:

$$p_0 = 17{,}03 f_0 D_E^2 10^{-6}; \quad p_s = 24{,}5 f_0 S^2 \cdot 10^{-6} \quad [mm, \text{MHz}] \tag{3.74}$$

i impedancję falową:

$$Z_{00} = \frac{2515 \cdot 10^3}{f_0 D_E}; \quad Z_{0s} = \frac{2096 \cdot 10^3}{f_0 S} \quad [\Omega, \text{mm}] \tag{3.75}$$

Jako optymalne wymiary obwodu przyjęto:

$$D = 0{,}55 D_E; \quad l_E = 1{,}325 D_E; \quad l = 0{,}825 l_E = 1{,}09 D_E \tag{3.76a}$$

oraz dla ekranu kwadratowego:

$$D = 0{,}66 S; \quad l_E = 1{,}60 S; \quad l = 0{,}99 S \tag{3.76b}$$

a ponadto w obu przypadkach:

$$d = (0{,}4 \text{ do } 0{,}6) p \tag{3.77}$$

Dobroć rezonatora wynosi odpowiednio:

$$Q_N = 1{,}97 D_E \sqrt{f_0} \quad \text{i} \quad Q_N = 2{,}36 S \sqrt{f_0} \tag{3.78}$$

Obliczenia można także przeprowadzić korzystając z nomogramu i wykresów na rys. 3.32a, b i c.

Przykład obliczeń: Dla pasma 432 MHz średnica ekranu $D_E = 25$ mm. Z nomogramu 3.32a odczytano $Q_N = 1080$, $n = 4{,}5$ zw, $Z_0 = 240\ \Omega$, poskok $p_0 = 4{,}5$ mm oraz z 3.32b średnicę cewki $D = 14$ mm, długość $l = 21$ mm, długość ekranu $l_E = 34$ mm. Dla poskoku $p_0 = 4{,}5$ mm z wykresu 3.32c określa się średnicę drutu $d = 1{,}8 \div 2{,}6$ mm. Przyjmuje się $d = 2$ mm.
Obliczenie wg [17] daje nieco inne wartości:

$Q_N = 1300$, $Z_0 = 232\ \Omega$, $D = 15{,}0$ mm, $l = 21{,}0$ mm,
$l_E = 31{,}3$ mm, $l_d = 194$ mm, $n = 4{,}1$ zw, $p = l/n = 5{,}1$ mm,
$d = 3{,}5$ mm.

Wyniki obliczeń przeprowadzonych na podstawie różnych źródeł są wystarczająco zbieżne i wskazują jednocześnie na pole tolerancji uzyskiwane przy projektowaniu tego rodzaju obwodów.

Obwody helikalne mają dużą dobroć, a więc wąskie pasmo przepustowe i tak w powyższym przykładzie dla $Q_N = 1300$ i $f_0 = 432$ MHz otrzymuje się zgodnie z zależnością (3.25) $B = f_0/Q = 432000/1300 \doteq 330$ kHz, co wystarcza zaledwie na pokrycie początku pasma. Podobny obwód w pasmie 144 MHz ma szerokość pasma 110 kHz, a więc nie pokryje nawet wycinka pasma dla CW. Wskazuje to jednocześnie na konieczność dostrojenia obwodu wykonanego na podstawie teoretycznych przeliczeń. W tym celu stosuje się małe trymery $0{,}5 \div 3$ pF zamocowane na końcu linii.

W zakresie UKF stosuje się wyłącznie cewki samonośne bez karkasu. W pasmach KF stosuje się karkasy o jak najmniejszej ilości dielektryka i to o małej przenikalności i stratności. Przy wykonywaniu tak wąskopasmowych obwodów należy zwrócić szczególną uwagę na ich stabilność mechaniczną i termiczną. Wszelkie cewki po nawinięciu i wlutowaniu nieco się rozprężają. Może to trwać kilka dni, dlatego też po wykonaniu obwodu i jego wstępnym zestrojeniu, należy po kilku dniach skorygować zestrojenie. Wpływy temperatury można ograniczyć stosując większe gabaryty cewek i ekranu, a całość umieszczając w chłodnym miejscu lub izolując cieplnie. Ekrany kwadratowe można wykonać z laminatu, stroną miedzi do środka i wtedy podkład szkło epoksydowy stanowi pewnego rodzaju izolację termiczną.

Dobroć obwodu helikalnego zależy od sposobu wykonania ekranu. Najlepsze są ekrany z rurki miedzianej, bezszwowe. Jeśli wykonuje się je z cienkiej blachy miedzianej, to należy dążyć do tego, by na drodze prądu w.cz., a więc w przekroju poprzecznym, było jak najmniej cyny, która ma dużą rezystywność. Dlatego też ekrany powinno się robić jednoszwowe. Przy wykonywaniu ekranu o przekroju kwadratowym z laminatu wystąpią cztery szwy lutowane i w tym przypadku należy szczególnie ostrożnie lutować krawędzie. To samo dotyczy miejsca przylutowania końca cewki do ekranu, które powinno być wykonywane zgodnie z rys. 3.31, z zachowaniem prostopadłości doprowadzeń.

Srebrzenie ekranu i cewki daje wzrost dobroci zaledwie o 3%, jest więc nieopłacalne, gdyż ten sam efekt uzyska się powiększając średnicę ekranu o 3% (p. zależność 3.65).

Ekrany można wykonać także z aluminium, pod warunkiem, iż wykona się trwałe połączenie końca cewki z ekranem, np. za pomocą kondensatora przepustowego. Nie należy stosować materiałów mosiężnych na ekrany, gdyż mają one dużą rezystywność. Ekrany powinny być od góry i od dołu zamknięte pokrywami szczelnie dopasowanymi i wlutowanymi. Można także zrezygnować z zamknięcia końców ekranu, lecz wtedy należy przedłużyć go po obu stronach o odcinki l_z o długości określonej w następujący sposób: $D \leqslant l_z \leqslant D_E$, czyli większej od średnicy cewki i mniejszej od średnicy ekranu.

Sprzężenie sygnału wejściowego z obwodem helikalnym oraz wyprowadzenie sygnału z tego obwodu można rozwiązać metodami indukcyjnymi, pojemnościowymi lub mieszanymi (rys. 3.31c).

Przy sprzężeniu indukcyjnym — za pomocą pętli sprzęgającej — jeden jej koniec powinien być przylutowany wewnątrz ekranu, drugi zaś koniec powinien być wyprowadzony na zewnątrz przepustem o małej pojemności lub przy pomocy

złącza koncentrycznego. Pętla powinna mieć średnicę cewki D i powinna być równoległa do dolnego zwoju cewki, tzn. lekko pochylona. Stopień sprzężenia reguluje się zmieniając odległość pętli od dolnego zwoju cewki.

Przy sprzężeniu indukcyjnym za pośrednictwem odczepu na cewce miejsce odczepu powinno być najpierw dobrane eksperymentalnie bez lutowania, a po ustaleniu położenia optymalnego, odczep należy przylutować jak najmniejszą ilością cyny. Stopień sprzężenia zależy nie tylko od miejsca wyprowadzenia odczepu na cewce, ale także od kształtu i położenia wyprowadzenia, aż do przejścia przez ekran. Regulację sprzężenia w małych granicach można przeprowadzać odginając wyprowadzenie zgodnie z kierunkiem cewki lub w kierunku przeciwnym.

Sprzężenie pojemnościowe wykonuje się sondą przepuszczaną przez izolator. Sonda w postaci pręcika lub blaszki jest zbliżana do gorącego końca cewki. W dolnym zakresie pasma KF można zastosować do sprzężenia mały trymer powietrzny. Na zewnątrz ekranu sonda zakończona jest albo linią współosiową, albo łączona jest wprost z następnym stopniem lub elementem aktywnym. Sprzężenie mieszane indukcyjno-pojemnościowe uzyskuje się przez wycięcie w ekranie otworu (rys. 3.31c). Wielkość otworu zależy od częstotliwości, gabarytów obwodu oraz położenia i kształtu otworu. Jako wytyczną dla zakresu UKF można przyjąć otwór okrągły $\varnothing = 3 \div 6$ mm. Wielkość sprzężenia otworu można regulować przez zmianę światła, albo wprowadzając między ekrany cienką blaszkę miedzianą, przysłaniającą otwór, albo też umieszczając w jednym z ekranów od góry wkręt przylegający do ścianki, który częściowo zasłania otwór sprzęgający.

3.6 Liniowe obwody rezonansowe

3.6.1 Wprowadzenie

Liniowe obwody rezonansowe (rezonantory) są stosowane w układach UKF w celu filtracji sygnałów oraz dopasowania impedancji między poszczególnymi stopniami układu. Stosuje się je więc na wejściu odbiornika, między anteną i przedwzmacniaczem, między stopniami wzmacniacza po powielaczach oraz na wyjściu nadajnika przed anteną. Funkcję tę rezonator powinien spełniać przy minimalnych stratach mocy i przy prostej budowie. Właściwości rezonatorów opisano na przykładzie linii współosiowej, lecz podana metoda i wzory mają zastosowanie do wszystkich wymienionych poprzednio obwodów o stałych rozłożonych (rys. 3.22), a przy właściwej interpretacji, także do obwodów o stałych skupionych.

Dalej podano tylko wybrane wiadomości potrzebne przy projektowaniu, wykonywaniu i strojeniu obwodów liniowych w warunkach amatorskich. Bardziej szczegółowe wiadomości można znaleźć w literaturze [11, 12, 17, 21÷28].

3.6.2 Parametry linii

W konstrukcjach amatorskich najczęściej stosowane są rezonatory ćwierćfalowe, rzadziej półfalowe. Rezonatory półfalowe mogą być rozpatrywane jako silnie sprzężone dwa obwody ćwierćfalowe. Rezonator ćwierćfalowy ($\lambda/4$) ma podstawową

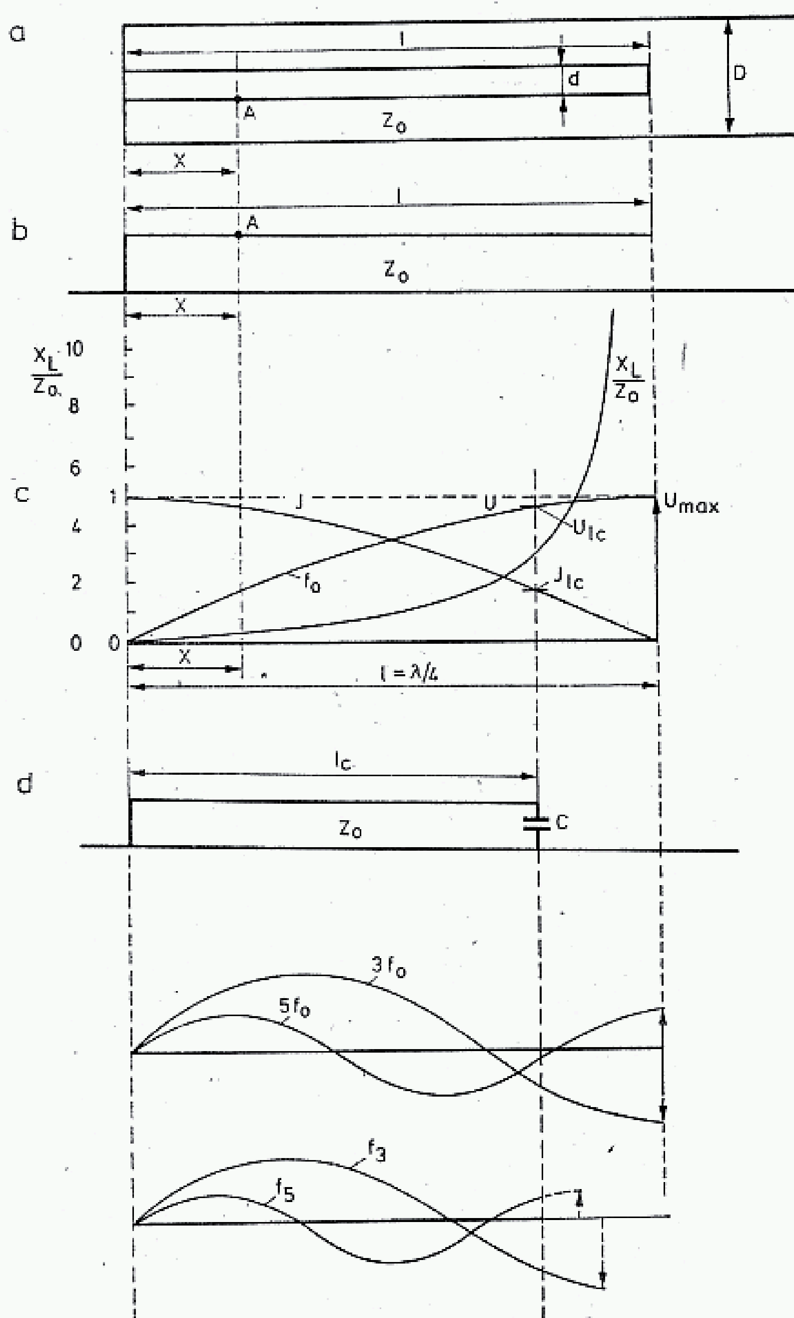
częstotliwość rezonansową $f_0 = 300/\lambda_0$ (p. wzór 3.13), zaś jego długość, przy założeniu $\varepsilon_r = 1$, wynosi:

$$l = \lambda/4 = \frac{75}{f_0} \quad [\text{m, MHz}] \tag{3.79}$$

Rezonator taki będzie wykazywał rezonans także przy częstotliwościach będących nieparzystą krotnością częstotliwości podstawowej, tj. $3f, 5f \ldots, nf$, (gdzie n jest nieparzystą liczbą całkowitą).

W dalszych rozważaniach założono, że rezonator ma bardzo małe straty i że w stanie obciążenia dobroć $Q \geqslant 5$. Przy tych założeniach można przyjąć, że prąd i napięcie, jeśli mają przebieg sinusoidalny, to są przesunięte w fazie o $\pi/2$ (90°).

W rezonatorze liniowym ćwierćfalowym (rys. 3.33a i b) wyróżnia się koniec otwarty, na którym występuje strzałka napięcia i koniec zwarty, w którym występuje węzeł napięcia i strzałka prądu.



3.33. Rezonatory ćwierćfalowe o impedancji falowej Z_0

a — linia współosiowa, b — linia paskowa, c — rozkład napięcia prądu i reaktancji X_L/Z_0 wzdłuż linii, d — linia skrócona kondensatorem

Położenie punktu A na linii określa się jego odległością x od zwartego końca linii. Napięcie w punkcie odległym o x od miejsca zwarcia wynosi:

$$U_x = U_m \sin\beta x \tag{3.80a}$$

zaś prąd:

$$I_x = I_m \cos\beta x = I_m \sin\left(\beta x + \frac{\pi}{2}\right) \tag{3.80b}$$

gdzie U_m i I_m są wartościami napięcia i prądu w strzałkach napięcia i prądu, zaś β jest przesuwnością linii (p. wzór 3.15). Przesuwność β może być wyrażona w radianach/m lub stopniach/m, a długość elektryczna linii $l_e = \beta l$ w radianach lub stopniach. W dalszym ciągu, gdy we wzorach występują funkcje trygonometryczne, to długość elektryczna l_e może być liczona w stopniach lub radianach:

$$l_e = 1{,}2fl \quad [°, \text{MHz, m}] \tag{3.81a}$$

$$l_e = 0{,}02094fl \quad [\text{rad, MHz, m}] \tag{3.81b}$$

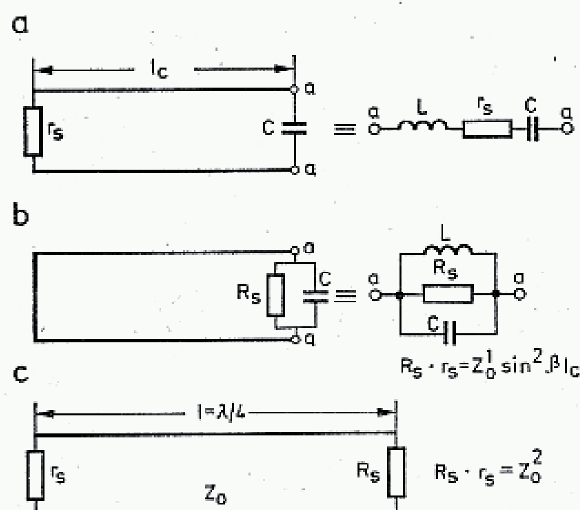
Rozkład napięcia i prądu w ćwierćfalowej linii przy częstotliwości podstawowej f_0 pokazano na rys. 3.33c, zaś na rys. 3.33e rozkład napięcia i prądu dla 3. i 5. harmonicznej.

Stosunek wartości maksymalnych napięcia i prądu (w strzałkach) zależy od impedancji falowej linii:

$$Z_0 = \frac{U_m}{I_m} \quad [\Omega, \text{V, A}] \tag{3.82}$$

Reaktancję linii w dowolnym punkcie odległym o x od miejsca zwarcia można obliczyć jako stosunek występujących tam napięć i prądów:

$$X_x = \frac{U_m \sin\beta x}{I_m \cos\beta x} = Z_0 \operatorname{tg}\beta x \tag{3.83}$$



3.34. Straty lub obciążenie linii ćwierćfalowej mogą być odniesione do maksimum prądu (a) lub napięcia (b), gdzie są reprezentowane przez rezystancję r_s lub R_0. W linii nie skróconej transformacja r_s na R_0 ma prostą postać

Na rysunku 3.33c pokazano przebieg zmiany wartości reaktancji X_x w zależności od odległości x. Przebieg pokazano w wartościach znormalizowanych. tj. odniesionych do pewnej wartości stałej, w tym przypadku Z_0. Wartości znormalizowane są wartościami względnymi, a więc bezwymiarowymi. W dalszych opisach często będą stosowane znormalizowane napięcia, prądy, częstotliwości itp.

Jak wynika ze wzoru (3.86), znormalizowana reaktancja $X_x/Z_0 = \text{tg}\beta x$, a więc ma przebieg funkcji tangensa i w pobliżu końca linii ćwierćfalowej szybko rośnie dążąc do nieskończoności.

Zwartą jednostronnie linię ćwierćfalową można traktować także jako obwód o stałych skupionych. Patrząc od strony otwartego końca a-a linię widzi się jako równoległy obwód LCR_s (rys. 3.34b), zaś od strony zwartego końca jako obwód szeregowy L, C, r_s (rys. 3.34a). Rezystancje R_s i r_s stanowią rezystancje strat objaśnione w dalszej części.

Indukcyjność linii w odległości x wynosi wg [29]:

$$L_x = Z_0 \frac{4\sin^2(\beta x)}{n\pi\omega_0} = Z_0 \frac{2\sin^2(\beta x)}{n\pi^2 f_0} \quad [\mu\text{H, MHz, m}] \tag{3.84a}$$

zaś pojemność:

$$C_x = \frac{n \cdot 10^6}{8Z_0 f_0 \sin^2(\beta x)} \quad [\text{pF, MHz}, \Omega, \text{m}] \tag{3.84b}$$

gdzie n — rząd harmonicznej, zazwyczaj $n = 1$.

3.6.3 Linie skrócone pojemnością

W praktyce bardzo rzadko stosuje się pełne linie ćwierćfalowe. Najczęściej stosowane są linie skrócone do długości l_c i doprowadzone do żądanej częstotliwości rezonansowej skupioną pojemnością C, dołączoną na otwartym końcu linii (rys. 3.33d). Rezonator ze skróconą linią może być także wzbudzony na większych częstotliwościach, lecz nie będą to już częstotliwości harmoniczne. Oznaczając częstotliwości rezonansów na większych częstotliwościach przez f_3, f_5 itd. otrzyma się zależność: $f_3 > 3f_1, f_5 > 5f_1$. Ułatwia to filtrację wyższych harmonicznych częstotliwości podstawowej (rys. 3.33f).

Warunek rezonansu (por. zależność 3.18) jest spełniony, gdy $X_x = X_C$ $\left(\text{gdzie } X_C = \frac{1}{\omega C}\right)$. Przy zadanej długości linii l_c [m] i jej impedancji Z_0 rezonans przy częstotliwości f_0 uzyskuje się, gdy kondensator ma pojemność:

$$C = \frac{1}{\omega_0 Z_0 \text{tg}(\beta l_c)} = \frac{10^6}{2\pi f_0 Z_0 \text{tg}(1{,}2 f_0 l_c)} \quad [\text{pF, MHz}, \Omega, \text{m}] \tag{3.85}$$

W obliczeniach często operuje się iloczynem $Z_0 C$ jako parametrem linii:

$$Z_0 C = \frac{10^6}{2\pi f_0 \text{tg}(1{,}2 f_0 l_c)} \quad [\text{pF, MHz}, \Omega, \text{m}] \tag{3.85a}$$

Dla zadanej pojemności C i impedancji Z_0 długość rezonansową l_c określa się z równania:

$$l_c = \frac{1}{\beta} \text{arctg} \frac{X_c}{Z_0} = \frac{\lambda}{2\pi} \text{arctg} \frac{10^6}{2\pi f_0 Z_0 C} \quad [\text{m, pF}, \Omega, \text{MHz}] \tag{3.86}$$

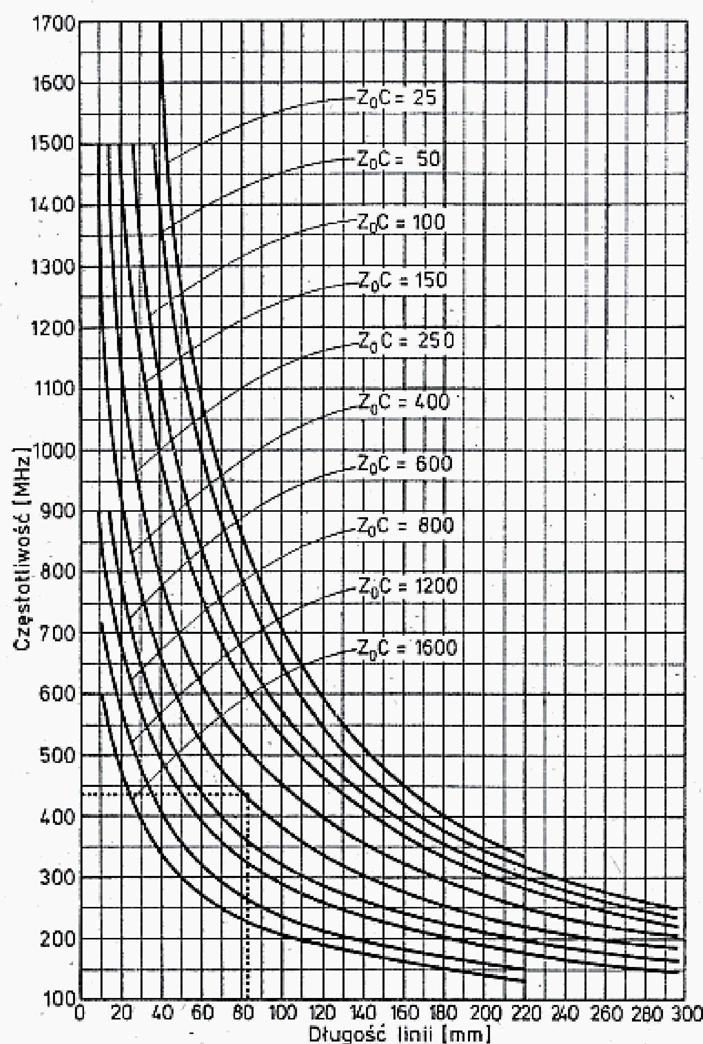
Natomiast przy znanej długości l_c, pojemności C i impedancji Z_0 częstotliwość można wyznaczyć z równania uwikłanego:

$$f = \frac{10^6}{2\pi Z_0 C \mathrm{tg}(\beta l_c)} = \frac{10^6}{2\pi Z_0 C \mathrm{tg}(1,2 f l_c)} \tag{3.87}$$

Równanie takie po przekształceniu ma postać:

$$\mathrm{tg}(1,2 f l_c) = \frac{10^6}{2\pi Z_0 C} \frac{1}{f} = \frac{A}{f} \tag{3.88}$$

gdzie $A = \dfrac{10^6}{2\pi Z_0 C}$ jest stałą obliczeniową, zaś l_c [m] i f [MHz], rozwiązuje się metodą iteracji.



3.35. Wykres do obliczania linii skróconych pojemnością C [pF] przy danej długości linii l_c o impedancji falowej Z_0 będącej w rezonansie przy częstotliwości f [MHz], [10]

Polega ona na tym, że podstawia się próbne wartości f, wylicza lewą i prawą stronę równania i sprawdza jaki jest stopień zgodności. Gdy jest on niewystarczający podstawia się kolejną wartość na f i ponownie oblicza, aż strona lewa będzie dostatecznie dokładnie równa stronie prawej.

Ponieważ funkcja tangens jest periodyczna, to dla linii skróconej pojemnością stosując wzór (3.91) można wyliczyć także częstotliwości rezonansów f_3, f_5 itd. (rys. 3.33f), ważne szczególnie przy projektowaniu filtrów.

W podanych wzorach zakładano $\varepsilon_r = 1$, skutkiem czego $K = 1$. Jeśli rezonator jest wypełniony dielektrykiem o $\varepsilon_r > 1$, to we wzorach gdzie występuje β

należy wprowadzić współczynnik skrócenia K, tak jak to podano w rozdziale 3.1, dla zależności (3.15).

Przykłady:

1. Dane wyjściowe: $f_0 = 432$ MHz, $K = 1$, $Z_0 = 150\ \Omega$.

Obliczamy długość fali $\lambda = 300/f = 300/432 = 0{,}694$ m, przesuwność $\beta = 1{,}2f = 518{,}4°$/m lub

$$\beta = \frac{2\pi}{300} f = 0{,}048 \text{ rad/m.}$$

Linia nie skrócona ma długość $l = \lambda/4 = 75/f = 0{,}1736$ m

2. Linię skrócono do $l_c = 80$ mm $= 0{,}08$ m. Znajdujemy pojemność

$$C = \frac{10^6}{2\pi\, 432 \cdot 150\, \mathrm{tg}(1{,}2 \cdot 324 \cdot 0{,}08)} = 2{,}78 \text{ pF.}$$

3. Jeśli linia będzie wypełniona polietylenem $\varepsilon_r = 2{,}3$ i $K = 0{,}66$, to w przykładzie 2 będzie:

$$C = \frac{10^6}{2\pi\, 432 \cdot 150\, \mathrm{tg}\left(\dfrac{1{,}2 \cdot 432 \cdot 0{,}08}{0{,}66}\right)} = 1{,}26 \text{ pF}$$

4. Linia taka jak w przykładzie 2. Jeśli będzie obciążona pojemnością $C = 3{,}33$ pF, to iloczyn $Z_0 C = 150 \cdot 3{,}33 = 500$ pF i powinna mieć długość:

$$l_c = \frac{1}{1{,}2 \cdot 432}\, \mathrm{arc\,tg} \frac{10^6}{2\pi\, 432 \cdot 500} = 0{,}070 \text{ m}$$

5. Obliczone metodą iteracji częstotliwości f_3 i f_5 dla linii z przykładu 2 i 4 wynoszą: przy $l_c = 80$ mm $f_3 = 1988$ MHz, $f_5 = 3810$ MHz, a przy $l_c = 70$ mm $f_3 = 2239$ MHz i $f_5 = 4336$ MHz. Widzimy więc, że są one odległe od częstotliwości harmonicznych: $3f = 1296$ MHz, $5f = 2160$ MHz i $7f = 3024$ MHz

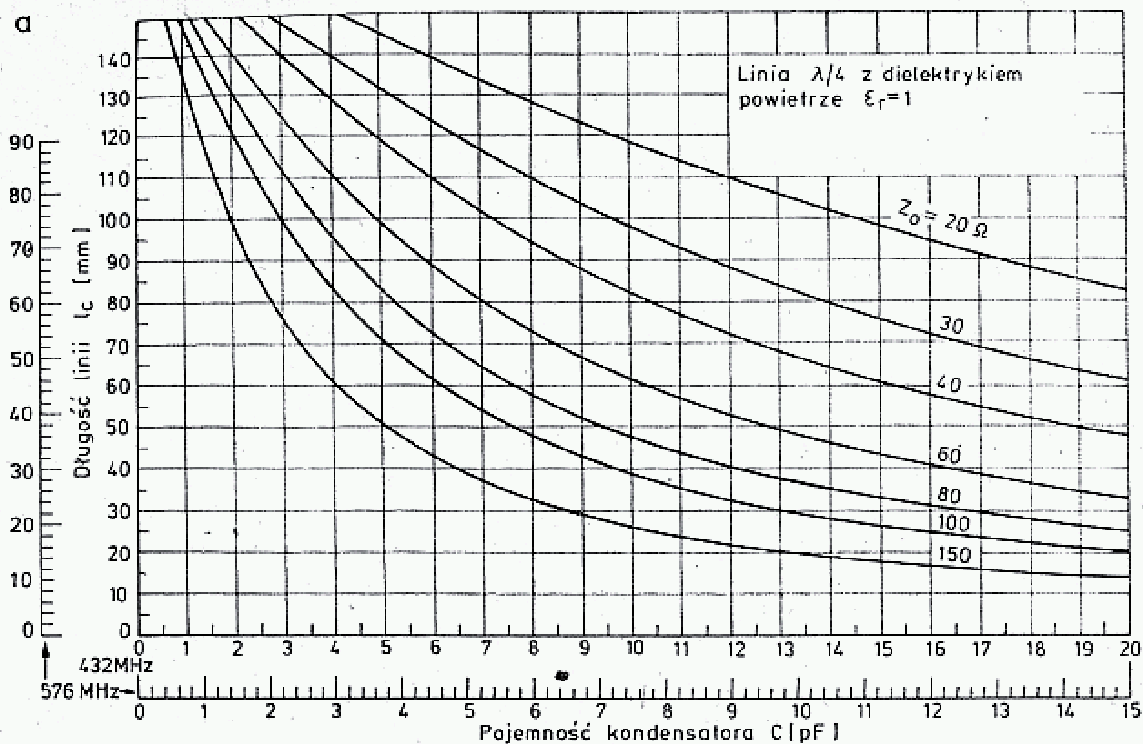
Częstotliwości $3f$, $5f$, $7f$ itd. nazywamy harmonicznymi sygnału, zaś częstotliwości f_3, f_5 itd nazywamy harmonicznymi obwodu.

Gdy duża dokładność nie jest wymagana, to można posłużyć się wykresami. Przy pomocy rys. 3.35, znając np. Z_0 i C można ustalić długość linii l_c dla danej częstotliwości lub częstotliwość przy znanej długości linii. Można także dla danej częstotliwości f_0 i długości linii l_c ustalić wartość iloczynu $Z_0 C$ i z tego wyliczyć Z_0 mając C, lub pojemność C mając Z_0. Jeszcze łatwiej można określić długość linii w powietrzu l_c dla zadanej pojemności C i Z_0 przy pomocy rys. 3.36a.

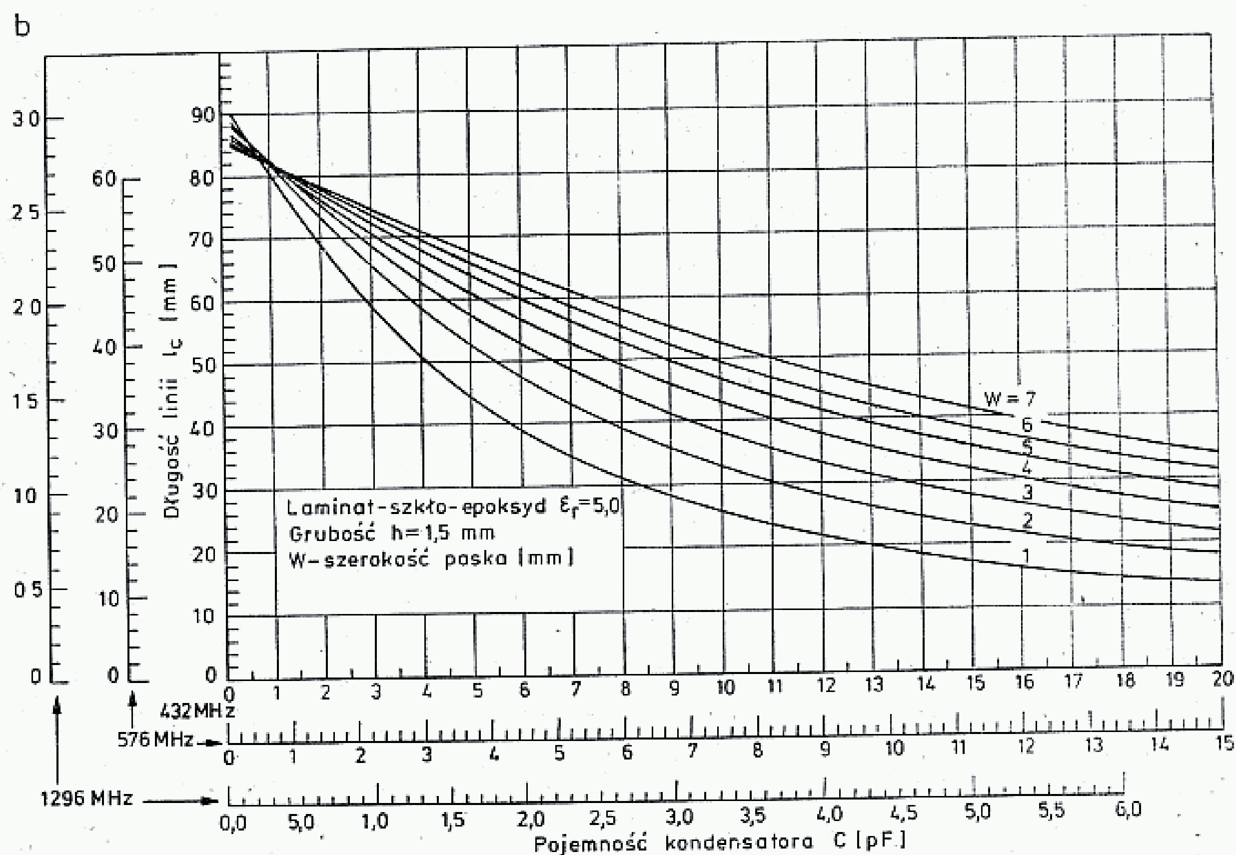
Na następnych rysunkach 3.36b—d pokazano podobne zależności dla linii paskowych zbudowanych na laminacie szklano-epoksydowym i teflonowym, przy czym zamiast impedancji Z_0 podano wprost szerokość paska w. Przy innych częstotliwościach stosuje się proste mnożniki dla długości l_c i pojemności C wynikające ze stosunku częstotliwości. Na przykład przy 144 MHz wielkości z wykresu dla 432 MHz mnożymy przez $432/144 = 3$, a przy 1296 MHz przez $432/1296 = 1/3$. Skala dla 576 MHz służy do przeliczeń $576/1152 = 1/2$ oraz $576/288 = 2$ itd.

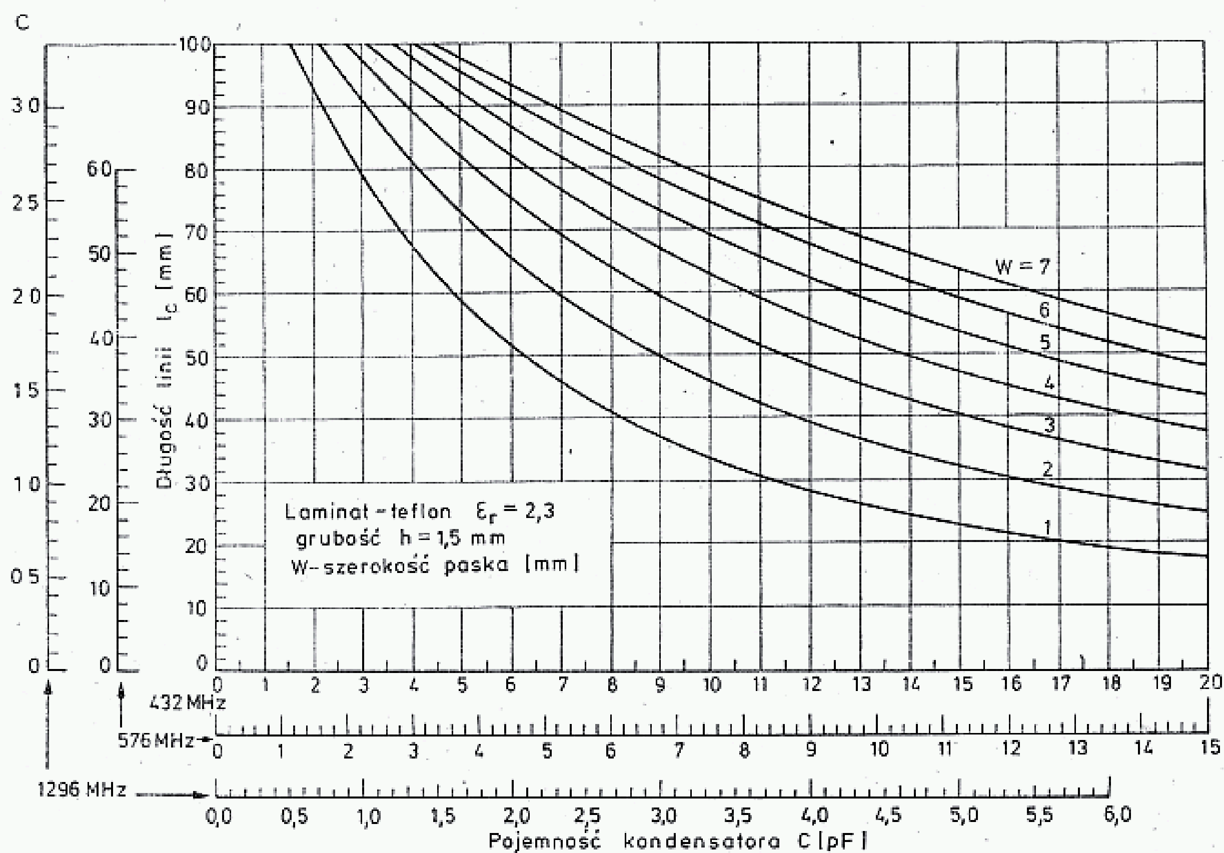
Przykład: Laminat szklano-epoksydowy o grubości podłoża 1,5 mm, pasek o szerokości $w = 2$ mm, pojemność kondensatora $C = 3$ pF. Z rys. 3.36b odczytujemy przy 432 MHz $l_c = 65$ mm, przy 1296 MHz $l = 12$ mm, a przy 144 MHz przeliczamy $C = 3 \cdot 3 = 9$ pF i $l_c = 3 \cdot 65 = 195$ mm.

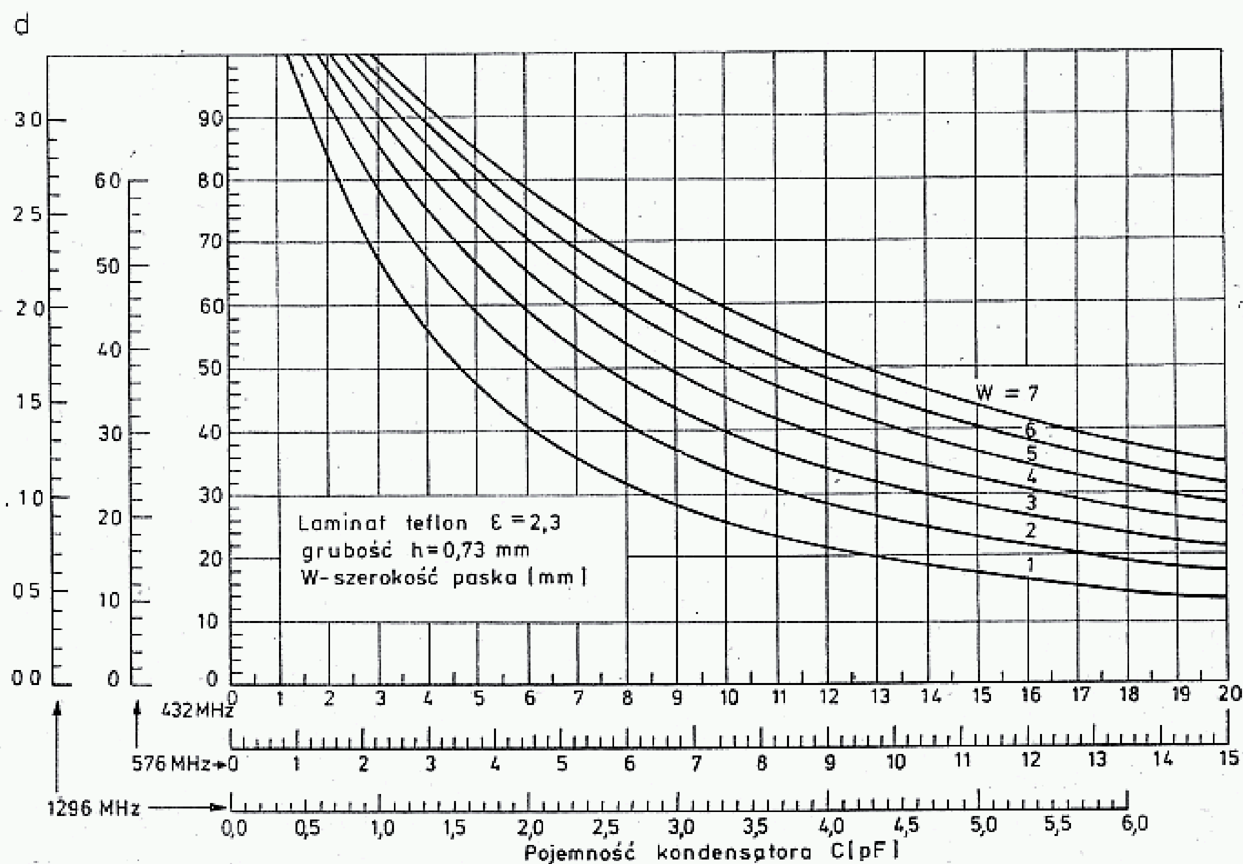
a


Linia λ/4 z dielektrykiem powietrze $\varepsilon_r = 1$
$Z_0 = 20\ \Omega$
30
40
60
80
100
150
Długość linii l_c [mm]
432MHz
576 MHz
Pojemność kondensatora C [pF]

b


W = 7
6
5
4
3
2
1
Laminat-szkło-epoksyd $\varepsilon_r = 5,0$
Grubość h = 1,5 mm
W – szerokość paska [mm]
Długość linii l_c [mm]
432MHz
576 MHz
1296 MHz
Pojemność kondensatora C [pF]





3.36. Wykresy do obliczania długości fizycznej linii l_c [mm] ćwierćfalowej skracanej pojemnością C [pF] dla różnych pasm i różnych podłoży:

a — linia z dielektrykiem powietrznym przy różnych Z_0, b—c—d — linie paskowe na laminacie szklano-epoksydowym i teflonowym

3.6.4 Dobroć rezonatora nieobciążonego

Istnieje kilka metod opisywania właściwości rezonatorów [1, 17, 22—25, 27, 28, 29]. Tutaj przyjęto metodę wg [28 i 29], w której wszystkie wartości obciążeń sprowadza się do rezystancji szeregowej r_s w miejscu zwarcia linii i analizuje dobroć obwodu nieobciążonego Q_n i obciążonego Q.

Dobroć rezonatora o długości l [m], impedancji falowej Z_0 [Ω] z rezystancją strat r_s [Ω] wynosi:

$$Q = \frac{Z_0}{4r_s}[2\beta l+\sin(2\beta l)][\Omega, \text{rad/m}] \tag{3.89a}$$

Gdy $l = n \cdot \lambda/4$, to

$$Q = \frac{n \cdot \pi \cdot Z_0}{4r_s} \tag{3.89b}$$

Dobroć Q_n nieobciążonego obwodu liniowego np. z kabla koncentrycznego można określić na podstawie jego parametrów: przesuwności β i tłumienności α (3.15 i 3.35):

$$Q_n = \frac{\beta}{2\alpha} \tag{3.90}$$

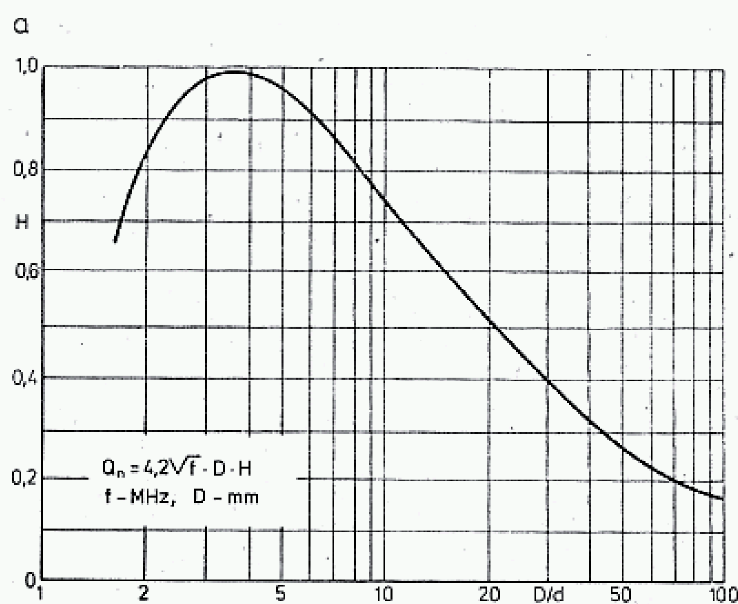
W literaturze [4, 6, 11] podane są wartości β i α dla kilku rodzajów linii. Największą dobroć obwodu nieobciążonego uzyskuje się w obwodach koncentrycznych, mniejszą w liniach otwartych, gdyż występują dodatkowe straty na promieniowanie, i jeszcze mniejszą w paskowych, gdzie występują dodatkowe straty dielektryczne. W liniach obciążonych różnice dobroci między linią koncentryczną i pozostałymi liniami ze skupionym polem (rys. 3.22) są znacznie mniejsze i dlatego metoda i wnioski zastosowane do linii koncentrycznych mogą być odpowiednio wykorzystywane przy obliczeniu pozostałych typów linii rezonansowych.

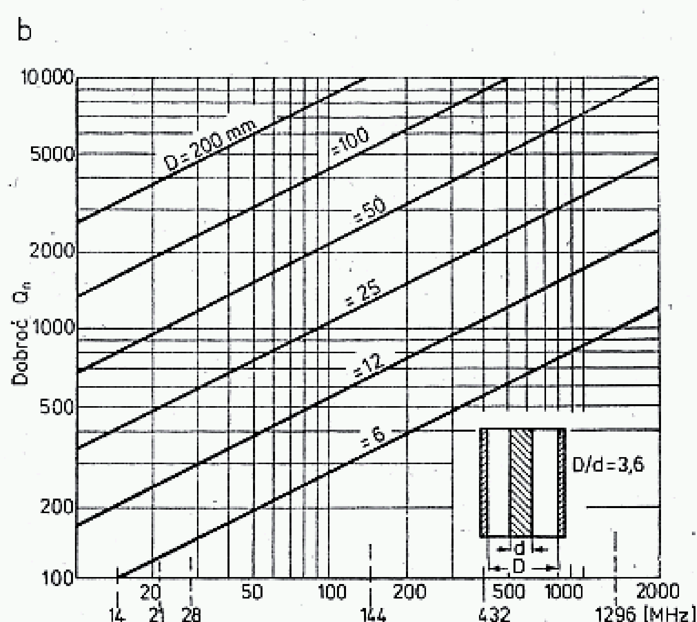
Dobroć nieobciążonego rezonatora koncentrycznego (rys. 3.33a) wykonanego z miedzi o dobrym stanie powierzchni wynosi:

$$Q_n = 15{,}1\sqrt{f}\,D\frac{\ln\frac{D}{d}}{1+\frac{D}{d}} = 4{,}2\sqrt{f}\cdot D\cdot H \text{ [MHz, mm]} \tag{3.91}$$

Wartość współczynnika H podano na rys. 3.37a.

Największą dobroć uzyskuje się dla $D/d = 3{,}6$, czemu odpowiada $Z_0 = 77\ \Omega$, lecz w przedziale D/d 2,3 do 6,3, czemu odpowiada $Z_0 = 50 \div 120\ \Omega$, dobroć maleje zaledwie o 10%. Świadczy to o tym, że wymiary D i d rezonatora nie są tak istotne. Większy wpływ na dobroć ma stan powierzchni i dodatkowe straty w przypadku łączenia lutem przewodu wewnętrznego z zewnętrznym w miejscu zwarcia. Przy dużych średnicach D i d rezystancja jednostkowa linii jest mniejsza, na skutek czego dobroć jest większa. Widać to wyraźnie na rys. 3.37b. Na przykład dla 432 MHz linia współosiowa $\lambda/4$ przy $D = 22$ mm i $d = 6{,}4$ mm ma dobroć $Q_n = 2000$, a rezystancja strat (wzór 3.89b) wynosi





3.37. Współosiowy rezonator ćwierćfalowy

a — zależność współczynnika H od stosunku średnic D/d, b — dobroć obwodu w zależności od wymiarów i częstotliwości

$$r_s = \frac{\pi \cdot 77}{4 \cdot 2000} = 0{,}03\ \Omega$$

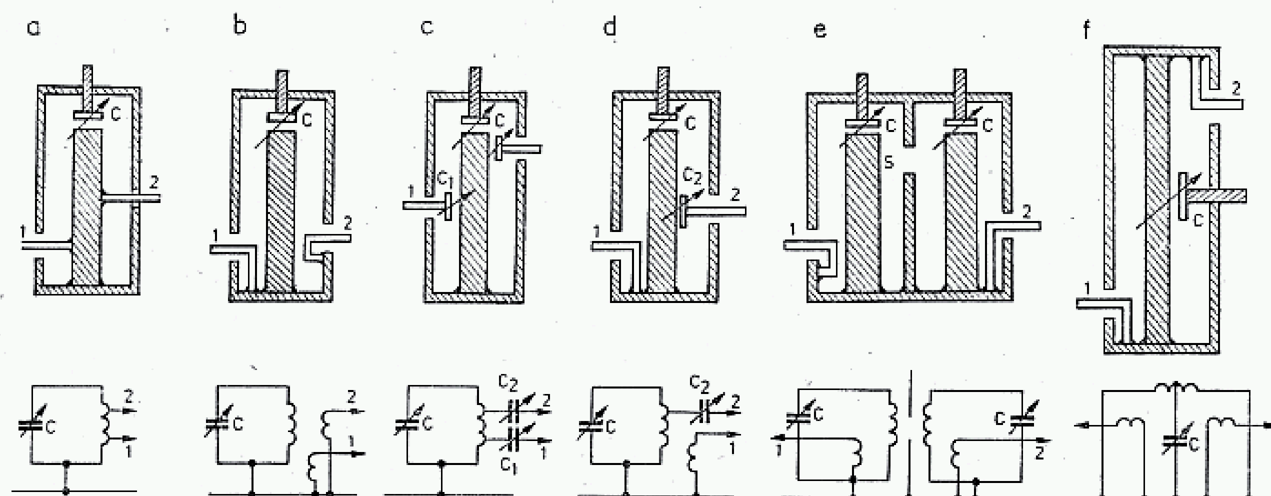
Jak z powyższego wynika, wszelkie błędy wykonawcze w postaci rozległych lutów, szorstkiej powierzchni itp. drastycznie zmniejszają Q_n.

Szerokość pasma przenoszonego przez rezonator określona jest wzorem (3.25) i dla podanego przykładu wynosi: $B = 432000/2000 = 216$ kHz. Przy określaniu długości linii rezonansowej nie skracanej pojemnością końcową, to jest gdy $l = \lambda/4$, np. w falomierzach, należy przy dużych średnicach D uwzględniać długość odcinka zwierającego.

3.6.5 Rezonator obciążony

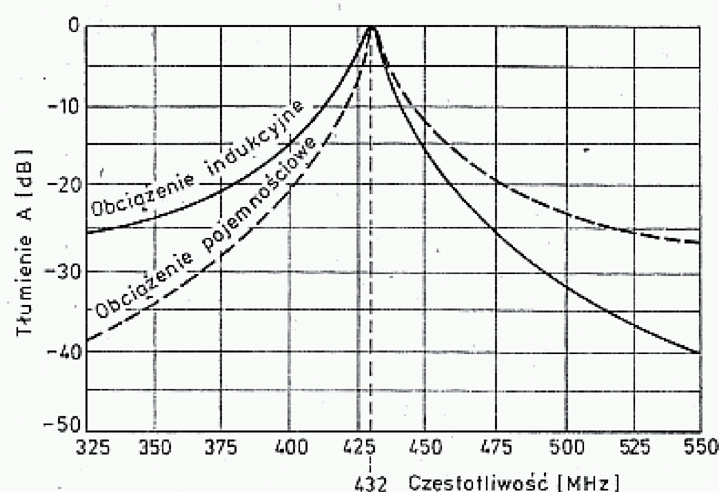
Na rysunku 3.38 pokazano podstawowe sposoby sprzęgania obwodów zewnętrznych z rezonatorem. Wyróżnia się sprzężenie galwaniczne, nazywane autotransforma-

torowym (rys. 3.38a), sprzężenie indukcyjne pętlą (rys. 3.38b), sprzężenie pojemnościowe (rys. 3.38c) oraz mieszane (rys. 3.38d). Poza tym rezonatory mogą być ze sobą sprzężone szczeliną (rys. 3.38e) lub bezpośrednio otwartymi końcami (rys. 3.38f).



3.38. Sposoby sprzęgania obwodów zewnętrznych z rezonatorem:
a — autotransformatorowe, b — pętlą indukcyjną, c — pojemnościowe, d — mieszane, e — sprzęgnięcie szczeliną *S*, f — rezonator półfalowy
Poniżej schematy zastępcze rezonatorów *1*, *2* — wrota rezonatorów (wejścia lub wyjścia)

Długości fizyczne obwodów rezonansowych przyjmuje się nieco mniejsze od $\lambda/4$, co pozwala na ich dostrojenie do rezonansu pojemnością końcową *C*. W przypadku rezonatora $2\lambda/4 = \lambda/2$ (rys. 3.38f), długość linii wewnętrznej wynosi $2l_c < \lambda/2$, a pojemność dostrajająca jest $2C$. Rodzaj sprzężenia wpływa na charakterystykę przenoszenia (transmitancji) rezonatora. Przy sprzężeniu indukcyjnym bardziej tłumione są sygnały pozapasmowe o częstotliwości wyższej od f_0. Przy sprzężeniu pojemnościowym jest odwrotnie, silniej tłumione są sygnały dla częstotliwości



3.39. Wpływ rodzaju sprzężenia na tłumienie przenoszenia

mniejszej od f_0 (rys. 3.39). Wyrównanie charakterystyk można uzyskać przez stosowanie sprzężeń mieszanych, przy czym kolejność jest obojętna, pod warunkiem właściwego dopasowania impedancji. Sprzężenie między przyłączami powinno następować tylko za pośrednictwem rezonatora, zaś sprzężenie bezpośrednie między przyłączami powinno być jak najmniejsze, gdyż zmniejsza ono tłumienie pozapasmowe. Dlatego też należy pojemności i pętle sprzęgające umieszczać symetrycznie po

obu stronach obwodu, przy czym korzystne jest stosowanie sprzężenia mieszanego lub układu $\lambda/2$ z rysunku 3.38f. Powyższe uwagi dotyczą także obwodów helikalnych (rys. 3.31).

Pokazane na rys. 3.38 przyłącza do rezonatora, oznaczone cyfrą *1* i *2* mogą być wejściami lub wyjściami sygnału. Umownie przyjęto, że *1* oznacza wejście, do którego dołączone jest źródło o rezystancji R_1, zaś do *2* dołączone jest obciążenie o rezystancji R_2.

Rezystancja źródła R_1, dołączona równolegle do linii w odległości x_1 od zwartego końca (rys. 3.33b) transformuje się do punktu zwarcia na rezystancję szeregową r_{s1} opisaną zależnością

$$r_{s1} = \frac{Z_0^2}{R_1} \sin^2(\beta x_1) \tag{3.92a}$$

i podobnie:

$$r_{s2} = \frac{Z_0^2}{R_2} \sin^2(\beta x_2) \tag{3.92b}$$

Gdy linia ma długość $l = \lambda/4$, a więc jest linią nie skracaną, to między r_s i R_s, to jest rezystancjami w miejscu zwarcia i na otwartym końcu linii (rys. 3.34c) zachodzi znana zależność:

$$r_s \cdot R_s = Z_0^2 \tag{3.93}$$

W linii skróconej o długości l_c, wartość R_s obliczamy stosując wzór 3.92a i podstawiając $x_1 = l_c$.

Jeśli założymy, że straty w rezonatorze są małe ($r_s \ll r_{s1}, r_{s2}$), to warunek dopasowania (3.31) ma postać: $r_{s1} = r_{s2}$ czyli

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{\sin^2(\beta x_1)}{\sin^2(\beta x_2)} = p^2 \tag{3.94}$$

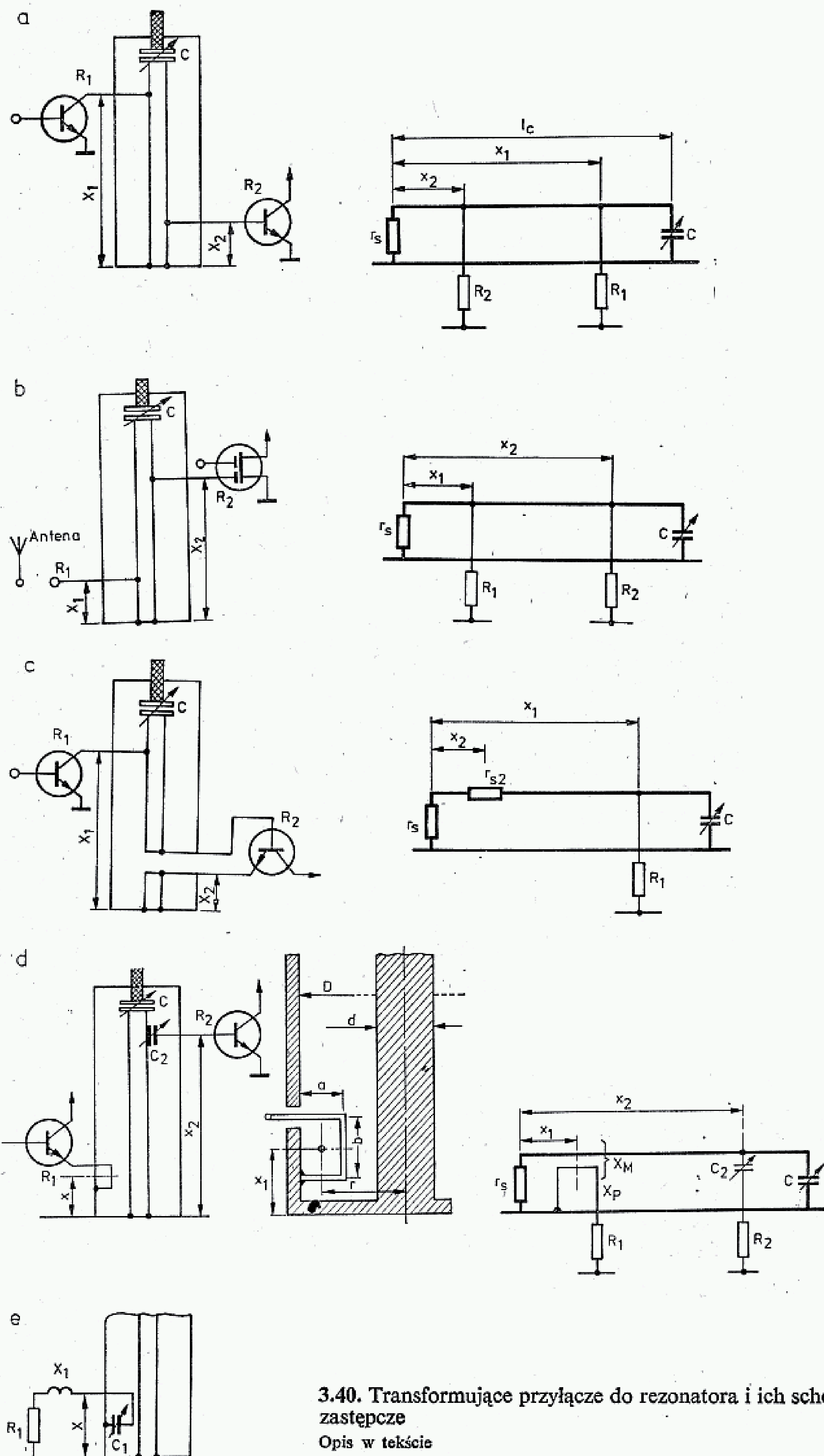
gdzie p — jest nazywane przekładnią lub przełożeniem.

Zmieniając odległości x_1 i x_2 przyłącza można dokonywać transformacji rezystancji w stosunku p^2. Pozwala to na dopasowanie dużej rezystancji źródła (R_1) do małej rezystancji obciążenia (R_2), którym może być antena lub wejście tranzystora mocy (rys. 3.40a). Możliwa jest także transformacja odwrotna, to jest małej rezystancji R_1, np. anteny, na dużą rezystancję R_2 wejścia tranzystora polowego (rys. 3.40b).

Przy małej wartości rezystancji na jednym z przyłączy uzyskanie dostatecznego sprzężenia z obwodem przy dołączeniu równoległym jest trudne i wtedy stosuje się włączenie szeregowe, jak na rys. 3.40c. Jeśli włączenie szeregowe zewnętrznej rezystancji r_1 następuje w miejscu odległym o x_1 od zwartego końca, to transformuje się ona na r_{s1} w miejscu zwarcia:

$$r_{s1} = r_1 \cos^2(\beta x_1) \tag{3.94}$$

Podobnie r_2 transformuje się na r_{s2}.



3.40. Transformujące przyłącze do rezonatora i ich schematy zastępcze
Opis w tekście

W przypadku mieszanego sposobu dołączenia, np. R_1 — równolegle, r_2 szeregowo, warunek dopasowania $r_{s1} = r_{s2}$ ma postać:

$$R_1 r_2 = Z_0^2 \frac{\sin^2(\beta x_1)}{\cos^2(\beta x_2)} \tag{3.95}$$

Dalsze informacje na ten temat można znaleźć w [17, 27, 29].

Wzory (3.92—3.95) dotyczyły sprzężenia galwanicznego (autotransformatorowego) wg rys. 3.38a. Przy sprzężeniu pojemnościowym (rys. 3.38c) równoważną rezystancję szeregową r_{s1} (rys. 3.40d) oblicza się ze wzoru:

$$r_{s1} = Z_0^2 \omega^2 C^2 R_1 \sin^2(\beta x_1) \tag{3.96a}$$

(uwaga: na rys. 3.40d stosowano oznaczenie C_2), a przy sprzężeniu indukcyjnym:

$$r_{s1} = \frac{X_M^2}{R_1} \cos^2(\beta x_1) \tag{3.96b}$$

gdzie X_M — jest reaktancją wzajemną pętli sprzęgającej i obwodu.
Dwa ostatnie przypadki, często spotykane, wymagają szerszego objaśnienia.

Przy sprzężeniu pojemnościowym stopień sprzężenia można regulować zmianą odległości x i pojemności C. Wzrost tych wartości powoduje silniejsze sprzężenie, co jest reprezentowane przez większą rezystancję równoważną r_{s1} w miejscu zwarcia. W stopniach końcowych nadajników lampowych, w miejscu przyłączenia kondensatora C występuje duże napięcie będące sumą składowej stałej U_0 i składowej zmiennej o amplitudzie $U_m = \sqrt{2PR_2}$, a w przypadku niedopasowania powiększonej o współczynnik odbicia Γ (wzór 3.32). Wymaga to stosowania kondensatorów powietrznych o dużych odległościach płytek bez jakichkolwiek ostrych krawędzi by uniknąć snopienia w.cz. i przebicia.

Na przykład przy mocy 200 W i $U_0 = 2$ kV wartości maksymalne napięć przy odłączonym obciążeniu mogą osiągać wartości $5 \div 6$ kV.

Sprzężenie indukcyjne może być wykonane pętlą łączoną do podstawy obwodu lub do ścianki bocznej (rys. 3.38b). Stopień sprzężenia zależy od położenia pętli (x) i reaktancji wzajemnej $X_M = \omega M$ (gdzie M jest indukcyjnością wzajemną).

Jeśli w obwodzie, w punkcie zwarcia płynie prąd I_m, to indukuje on na zaciskach pętli siłę elektromotoryczną E zależną od reaktancji wzajemnej X_M:

$$E = I_m X_M \quad [\text{V, A, } \Omega] \tag{3.97}$$

Prąd I wywołuje pole magnetyczne o natężeniu H [A/m], odwrotnie proporcjonalnie od odległości r (rys. 3.40d). Wartość prądu I_x w odległości x od zwartego końca obwodu maleje wraz z odległością (wzór 3.80b) stąd też i natężenie pola H maleje w miarę oddalania pętli od podstawy. Strumień pola magnetycznego przenikającego pętlę o powierzchni S wywołuje na jej zaciskach SEM E. Gęstość strumienia zmienia się tak jak natężenie pola H. Jeśli pominiemy zmiany natężenia pola w kierunku promieniowym i poosiowym i przyjmiemy jako średnie natężenie pola w środku pętli o polu $S = a \cdot b$ (rys. 3.40d), tj. w odległości r od osi i x od podstawy, to reaktancja wzajemna pętli wynosi:

$$X_M = \frac{4\pi \cdot 10^{-3} Sf\cos(\beta x)}{r} \quad [\Omega, \text{mm, MHz}] \tag{3.98}$$

przy założeniu, że pętla jest prostopadła do pola magnetycznego.

Jeśli pętla jest ustawiona pod kątem φ do pola magnetycznego, innym niż 90°, to X_M należy pomnożyć dodatkowo przez $\sin\varphi$. Dokładne wartości X_M, uwzględniając nierównomierność pola podano w literaturze [25, 27, 28].

Ze wzoru (3.98) wynika, że silniejsze sprzężenie uzyskuje się wtedy, gdy powierzchnia pętli jest większa i umieszczona bliżej zwartego końca.

Przy wyprowadzaniu podanych powyżej wzorów opisujących sprzężenie indukcyjne (galwaniczne i pętla) założono, że reaktancja pętli X_p jest znikomo mała wobec rezystancji źródła lub obciążenia R, tj. $X_p \ll R$, oraz że obwód zewnętrzny ma znikomą reaktancję. Przy niewielkich wartościach reaktancji można ją skompensować nieznacznie przestrajając rezonator kondensatorem dostrojonym. W przeciwnym przypadku należy reaktancję obwodu zewnętrznego i pętli skompensować odpowiednio dobraną pojemnością lub indukcyjnością, tak by do rezonatora wnosić tylko czystą rezystancję obciążenia R (rys. 3.40e).

3.6.6 Dopasowanie, sprawność, tłumienie

Jeśli źródło o rezystancji R_1 połączyć bezpośrednio z obciążeniem R_2, to zgodnie z zależnością (3.31) największa moc jest przenoszona, gdy występuje pełne dopasowanie, tj. $R_1 = R_2$ i wtedy WFS = 1 a $\Gamma = 0$. Przenoszona moc P_b równa się mocy dysponowanej źródła $P_m = E_1^2/4R_1$.

Jeśli między źródło i obciążenie włączyć obwód rezonansowy o dobroci w stanie nieobciążonym Q_n, to stan dopasowania zostanie zakłócony.

Jeśli rezystancje źródła R_1 i obciążenia R_2 sprowadzić do miejsca zwarcia rezonatora i zastąpić je równoważnymi rezystancjami r_{s1} i r_{s2} (wzór 3.92), to otrzyma się układ jak na rys. 3.41a, na którym r_{sn} jest rezystancją strat rezonatora. Dobroć rezonatora dwustronnie obciążonego wyniesie dla tego układu (3.89b):

$$Q_d = \frac{\pi Z_0}{4r_s} = \frac{\pi Z_0}{4(r_{sn}+r_{s1}+r_{s2})} \tag{3.99}$$

Stosunek obu dobroci stanowi współczynnik odbicia:

$$\Gamma = Q_d/Q_n \tag{3.100}$$

Jeśli źródło było dopasowane do obciążenia ($R_1 = R_2$), to wtrącenie rezonatora spowoduje tłumienie przenoszenia:

$$A_0 = \frac{P_m}{P_2} = \left(\frac{Q_n}{Q_n - Q_d}\right)^2 = \left(\frac{1}{1-\Gamma}\right)^2 \tag{3.101}$$

lub

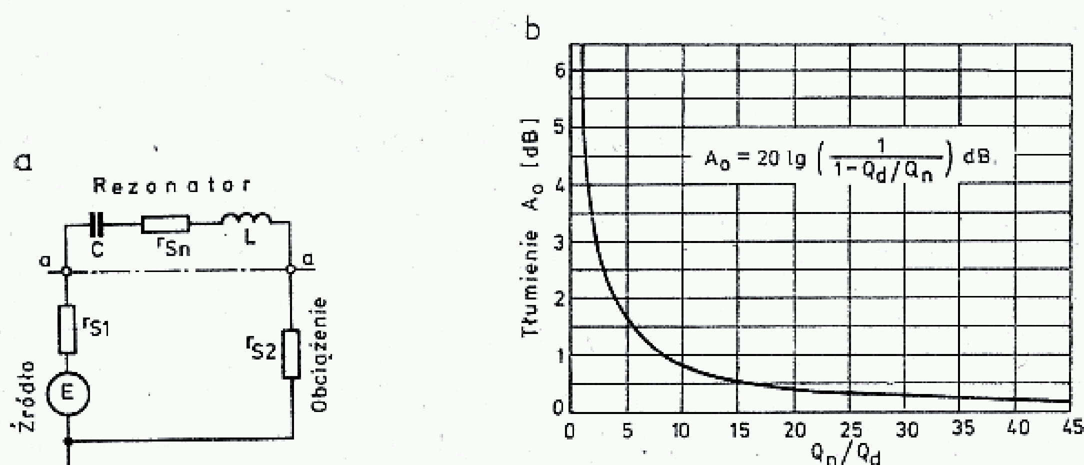
$$A_0 = -20\lg(1-\Gamma) \quad [\text{dB}] \tag{3.101a}$$

Zależność tę pokazano na rys. 3.41b.

Jeśli obciążenia nie są dopasowane $r_{s1} \neq r_{s2}$, to występuje WFS $\varrho_b > 1$ i dodatkowe tłumienie, nazywane tłumieniem niedopasowania wynosi:

$$A_b = \frac{P_m}{P_b} = \frac{(1+\varrho_b)^2}{4\varrho_b} \tag{3.102}$$

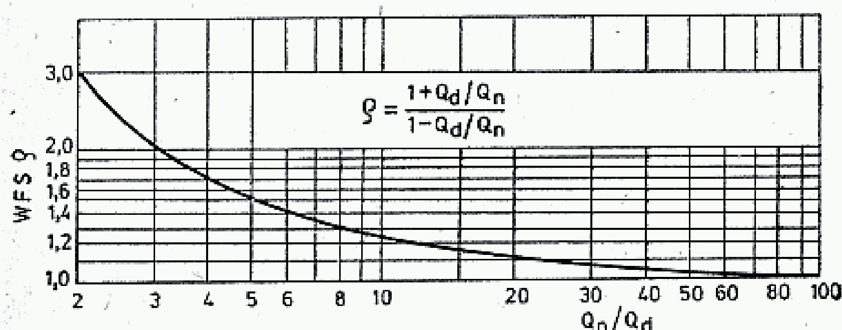
Wtrącenie rezonatora, mimo spełnienia warunku $R_1 = R_2$, nawet gdy stopień sprzężenia jest jednakowy, co powoduje $r_{s1} = r_{s2}$, jest przyczyną wystąpienia niedopasowania na skutek szeregowego dołączenia się rezystancji strat (rys. 3.41a). Współczynnik fali stojącej na wejściu i wyjściu wynosi:



3.41. Schemat zastępczy rezonatora z dołączonym źródłem i obciążeniem (a) oraz tłumienie rezonatora w zależności od stosunku dobroci obwodu nieobciążonego do obciążonego (b)

$$\varrho_1 = \frac{r_{sn}+r_{s2}}{r_{s1}} = \varrho_2 = \frac{r_{sn}+r_{s1}}{r_{s2}} = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \tag{3.103}$$

Zależność tę pokazano na rys. 3.42.



3.42. Wartość współczynnika fali stojącej s rezonatora spełniającego warunek dopasowania $r_{s1} = r_{s2}$ w zależności od stotunku dobroci obwodu nieobciążonego do obciążonego Q_n/Q_d

Sprawność rezonatora w przypadku dopasowania ($r_{s1} = r_{s2}$) określana jest stosunkiem:

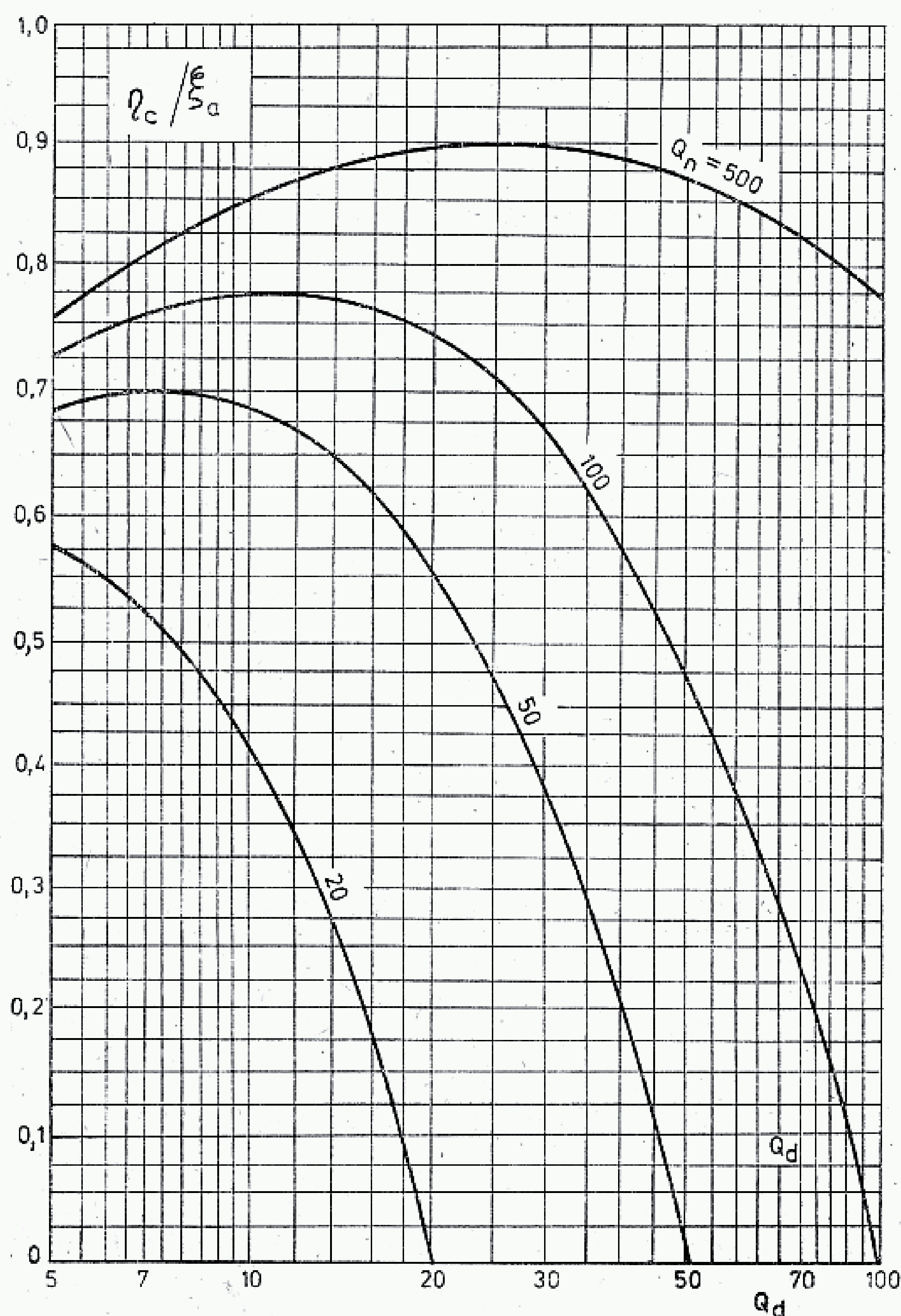
$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{Q_n-Q_d}{Q_n+Q_d} = \frac{1-\Gamma}{1+\Gamma} \tag{3.104}$$

Gdy rezystancja źródła jest pomijalnie mała ($R_1 \ll Z_0$), to sprawność układu z rezonatorem o dobroci Q_n wynosi:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{Q_n - Q_d}{Q_n} = 1 - \frac{1}{\Gamma} \tag{3.104a}$$

W czasie projektowania i regulacji filtru, a przede wszystkim przy dobieraniu sprzężenia należy dokonać wyboru między dużą sprawnością, która wymaga silnego sprzężenia i małego Q_d, a dużą selektywnością filtru $B = f_0/Q_d$, która wymaga słabego sprzężenia i dużej dobroci pod obciążeniem Q_d.

We wzmacniaczach pracujących w klasie C obwód rezonansowy pobudzany



3.43. Zależność sprawności η obwodu od dobroci w stanie nieobciążonym Q_n i przy obciążeniu Q_0, [23]

jest krótkimi impulsami prądowymi. Przy dużej dobroci zamienia on je na przebiegi sinusoidalne z niewielką zawartością harmonicznych. Największą sprawność uzyskuje się, gdy $Q_d = 12$ do 25. Wartość ta zależy od Q_n oraz od $\xi_a = U_{a1}/U_{a0}$, czyli od stosunku amplitudy składowej podstawowej do składowej stałej napięcia na anodzie lub kolektorze. Zależność tę pokazano na rysunku 3.43. Można kierować się nią także we wzmacniaczach w klasie B i AB.

Wartości maksymalne w rezonatorze przenoszącym moc P_m wynoszą:
Prąd u podstawy rezonatora:

$$I_m = \sqrt{\frac{2P_m}{r_s}} = \sqrt{\frac{8P_m Q_d}{\pi Z_0}} \quad [\mathrm{A, W, \Omega}] \tag{3.105a}$$

Napięcie na otwartym końcu rezonatora:

$$U_m = Z_0 I_m \sin\beta l_c \tag{3.105b}$$

Uzupełniające informacje na temat rezonatorów można znaleźć w literaturze [17, 25, 27, 28 i 29].

3.7 Filtry pasmowe UKF i MKF

3.7.1 Charakterystyka i zastosowanie filtrów

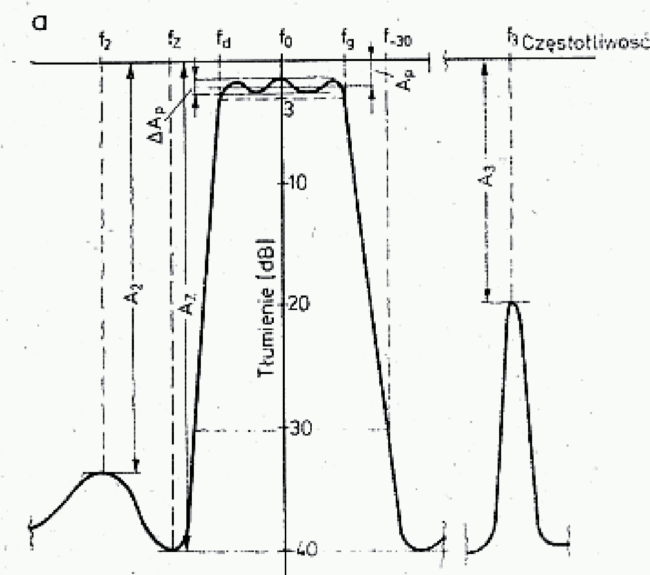
Opisane w poprzednich rozdziałach liniowe obwody rezonansowe (3.6), obwody helikalne (3.5.5) oraz klasyczne obwody LC o stałych skupionych stosowane są do wykonywania filtrów pasmowych UKF. Filtr pasmowy opisuje się (rys. 3.44) podając częstotliwość środkową f_0, częstotliwości graniczne pasma przepustowego: górną f_g i dolną f_d określoną obniżeniem poziomu sygnału o 3 dB (oznaczenie B_3) lub innym kryterium. Ponadto podaje się średnie tłumienie pasma przepustowego A_p, zafalowanie w pasmie przepustowym ΔA_p oraz opisuje charakterystykę filtru w pasmie zaporowym podając częstotliwości punktów przegięcia charakterystyki, lub odpowiadające umownemu tłumieniu zaporowemu A_z, np. $A_z = 50$ dB. W tym przypadku częstotliwości odcięcia f_{zd} i f_{zg} określają szerokość pasma, np. B_{50}. Często podaje się ponadto częstotliwości rezonansów ubocznych $f_2, f_3, \ldots, f_n$ w pasmie zaporowym oraz odpowiadające im tłumienia $A_2, A_3, \ldots, A_n$. W prawidłowo zaprojektowanym filtrze częstotliwości rezonansów ubocznych nie powinny pokrywać się z harmonicznymi $2f_0, 3f_0, \ldots, nf_0$.

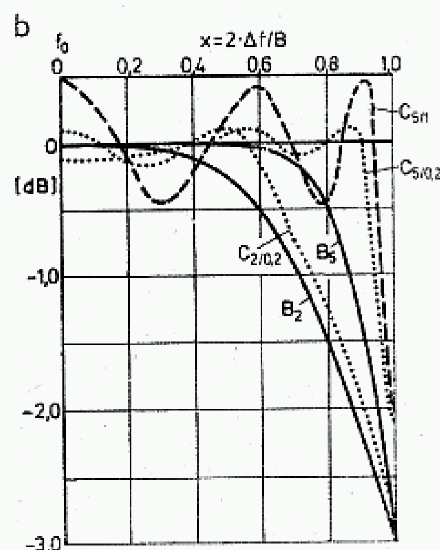
Dopasowanie filtru do linii przyłączonych opisuje się często podając WFS lub tłumienie odbicia A_r (wzór 3.32c).

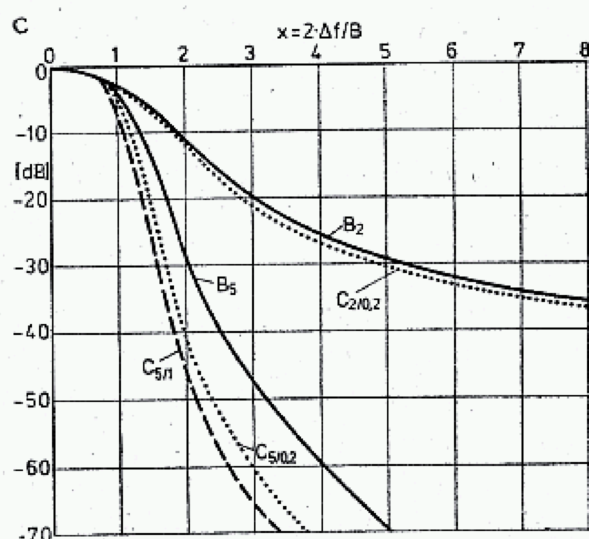
W wielu filtrach liczba zafalowań charakterystyki w pasmie przepustowym odpowiada liczbie obwodów filtru, a ich głębokość ΔA_p zależy od stopnia sprzężenia obwodów w filtrze i ich częstotliwości rezonansowych. Filtry, w których wszystkie obwody zestrojone są na jedną częstotliwość f_0 nazywają się filtrami synchronicznymi.

Teoria i strojenie filtrów asynchronicznych są bardzo skomplikowane. W filtrze wieloobwodowym sprzężenie między obwodami może być podkrytyczne, krytyczne lub nadkrytyczne. Przy sprzężeniu krytycznym filtr ma najmniejsze

tłumienie A_p, przy nadkrytycznym wierzchołek charakterystyki ulega rozdwojeniu, zwiększa się szerokość pasma przepustowego B_3 i zwiększa się stromość zboczy. Najczęściej stosowane są filtry z maksymalnie płaskim wierzchołkiem, nazywane filtrami Butterwortha oraz z charakterystyką równomiernie falistą, nazywane filtrami Czebyszewa. Metody obliczania takich filtrów podano w literaturze [30]. W rozdziale 3.9 poświęconym filtrom piezoelektrycznym opisane są także filtry o innych rodzajach charakterystyk.







3.44. a — Charakterystyka filtru środkowo przepustowego

f_0 — częstotliwość środkowa, f_d — częstotliwość dolna, f_g — częstotliwość górna, f_z — częstotliwość progu zaporowego, f_{30} — częstotliwość przy której występuje tłumienie 30 dB, f_2, f_3 — częstotliwości uboczne, A_p — tłumienie przenoszenia, A_z — tłumienie zaporowe, ΔA_p — zafalowanie w pasmie przenoszenia, A_2, A_3 — tłumienie częstotliwości ubocznych

b — Połowy wierzchołków filtrów wielorezonansowych, c — Zbocza tych filtrów: B_2 — Butterwortha 2 obwodowy,

B_5 — Butterwortha 5 obwodowy, $C_{2/0,2}$ — Czebyszewa 2 obwodowy z $\Delta A_p = 0{,}2$ dB, $C_{5/0,2}$ — jw. 5 obwodowy, $C_{5/1,0}$ — Czebyszewa 5 obwodowy z $\Delta A_p = 1{,}0$ dB.

Na rysunku 3.44b pokazano wierzchołek filtru Butterwortha 2-obwodowego (B2) i pięcioobwodowego (B5) oraz dla porównania filtru Czebyszewa z zafalowaniem $\Delta A_p = 0{,}2$ dB dwuobwodowego (C2/02) i pięcioobwodowego (C 5/0,2) oraz z zafalowaniami $\Delta A_p = 1$ dB pięcioobwodowego (C 5/1). Na rysunku 3.44c pokazano w innej skali przebiegi zboczy dla wymienionych filtrów. Z porównania widać, że filtr 5-obwodowy Czebyszewa w miejscu charakterystyki o tłumieniu $A_z = 50$ dB ma szerokość pasma $B_{50} = 2{,}1\ B_3$, zaś filtr Butterwortha ma $B_{50} = 3{,}2\ B_3$. Stosunek B_{50}/B_3 określa prostokątność filtru i im jest on mniejszy (bliższy jedności), tym filtr jest bardziej ostry. Bliższe szczegóły na ten temat podano w rozdziałach 3.8 3.9.

Filtry stosowane są na wejściach odbiorników w celu niedopuszczenia sygnałów zakłócających leżących w pobliżu pasma odbieranego, np. z sąsiednich kanałów FM lub pobliskich stacji TV oraz dla odcięcia szumów na częstotliwości lustrzanej, co poprawia bilans szumów wejściowych o $(3-A_p)$ dB.

Filtry międzystopniowe, w szczególności po oscylatorze mają za zadanie niedopuszczenie sygnałów harmonicznych dających w mieszaczach złożone sygnały interferencyjne. Filtry po stopniu końcowym nadajnika mają za zadanie niedopuszczenie do anteny sygnałów harmonicznych i interferencyjnych.

Poza tym filtry stosuje się w układach pomiarowych, do pomiarów mocy lub dopasowania. W przypadku nie stosowania filtru, nastrojenie nadajnika na największą moc w.cz. nie oznacza uzyskania największej mocy sygnału o częstotliwości roboczej f_0, gdyż szerokopasmowy miernik mocy zmierzy sumę mocy, tj. f_0 i $2f_0$, $3f_0$ itd. oraz sygnałów interferencyjnych. Pomiar WFS między nadajnikiem a urządzeniami antenowymi bez zastosowania filtru jest także często obarczony dużym błędem, gdyż, nawet przy dobrym dopasowaniu na częstotliwości f_0, wystąpić mogą stosunkowo silne sygnały odbite, o częstotliwościach harmonicznych, zwiększające poziom fali odbitej. Z tych powodów zastosowanie nawet kilku filtrów wbudowanych do nowoczesnego urządzenia radiowego nie jest przesadą, a przy pomiarach jest warunkiem koniecznym dla uzyskania prawidłowych wyników. Teoria filtrów o stałych skupionych jest obszernie opisana w literaturze [6, 7, 8 i 17]. Tutaj podano opisy filtrów sprawdzonych w praktyce.

3.7.2 Rodzaje filtrów, wskazówki konstrukcyjne

Opisane tu filtry wykonane z elementów skupionych (cewki, kondensatory) i obwodów liniowych oraz ich specjalną odmianę filtry międzypalcowe nazywane filtram interdigitalnymi (od ang.: *digit*—palec).

Filtry z elementami skupionymi mają małe gabaryty, lecz są mniej selektywne, to znaczy mają mniejsze tłumienie w pasmie zaporowym A_z oraz szersze pasmo przenoszenia B_3. Charakterystykę takiego filtru można poprawić tworząc filtr kilku ogniwowy, lecz odbywa się to kosztem większego tłumienia w pasmie przepustowym A_p.

Filtry z obwodami liniowymi, dla zmniejszenia ich wymiarów, są często skracane dużymi pojemnościami końcowymi. Zmniejsza to dobroć filtru Q_n, lecz jest ona ciągle większa niż w filtrach o stałych skupionych.

Sprzężenie wejście-wyjście i międzystopniowe może być realizowane każdym ze sposobów pokazanych na rys. 3.38. Przy stosowaniu układów mieszanych otrzymuje się charakterystykę bardziej symetryczną, choć czasami celowo wybiera się charakterystykę o bardziej stromym jednym ze zboczy (rys. 3.39). Filtry interdigitalne, zazwyczaj wieloogniwowe, stosowane są od pasm 432 MHz wzwyż, gdyż mają obwody bardzo mało skrócone (85°—90°), a sprzężenie międzyogniwowe jest mieszane. Wyróżniają się one małym tłumieniem i dużą selektywnością.

Filtry powinny być zamykane w obudowie elektrycznie szczelnej, sztywnej, o dobrej przewodności, z minimalną ilością lutu na drodze prądowej. Najlepsze są pudełka aluminiowe odlewane pod ciśnieniem lub frezowane. Pudełka wykonane

z blachy stalowej lub mosiężnej muszą być wewnątrz miedziowane lub srebrzone. Można je także wykonać z kawałków laminatu odpowiednio polutowanego, stroną folii miedzianej do wnętrza. Pokrywy pudełek muszą dokładnie przylegać i kontaktować elektrycznie na całej długości do ścianek bocznych. Jeśli pokrywa jest mocowana śrubami, to powinno ich być dużo (minimum co 0,05 λ). Jeśli pokrywa jest nasuwana, to jej brzegi powinny mieć zaciski grzebieniowe dobrze przylegające na całej długości. W urządzeniach profesjonalnych często pod sztywną pokrywą znajduje się elastyczna cienka folia srebrzona, dociskana do brzegów ścianek pudełka za pośrednictwem gąbki poliuretanowej.

Wśród złącz najlepsze są złącza typu N, następnie typu C i w końcu BNC. Złącz typu UC w urządzeniach UKF nie powinno się stosować. Montaż złącza musi zapewniać dobry i szczelny kontakt ze ściankami pudełka. W niektórych filtrach potrzebna jest regulacja zagłębienia złącza w pudełku dla dopasowania sprzężenia w czasie regulacji filtru. Stosuje się wtedy złącza z nakrętkami. Jeśli filtr stanowi podzespół w urządzeniu nadawczym, czy odbiorczym, to nie stosuje się złącz, a jedynie małopojemnościowe przepusty i kable koncentryczne.

Rezonatory i inne elementy dołączone do obudowy muszą mieć bardzo dobry styk elektryczny, gdyż płyną tam duże prądy (p. wzór 3.105a). Przy lutowaniu należy pozostawić jak najmniej cyny na drodze prądów w.cz. Lepsze jest odpowiednio mocne przykręcenie elementów do obudowy śrubami M3 lub M4. Powinny to być śruby co najmniej mosiężne, gdyż stalowe kadmowane w miejscu o dużym natężeniu pola magnetycznego w.cz. pochłaniają dużo energii. Najlepsze są śruby srebrzone. Końce cewek i kondensatorów mogą być przylutowane do srebrzonych końcówek lutowniczych. Wszelkie powierzchnie, a w szczególności aluminiowe przed przykręceniem elementów powinny być starannie oczyszczone.

Powierzchnie wewnętrzne pudełek, a w szczególności rezonatorów powinny być wypolerowane. Wszelkie rysy w kierunku poprzecznym do kierunku prądu zwiększają tłumienie filtru. Srebrzenie miedzi zwiększa przewodność o 3% i jest uzasadnione jedynie ze względów estetycznych, (chodzi o trwałość oraz łatwość polerowania). Powierzchnie mosiężne, a szczególnie stalowe powinny być miedziowane lub srebrzone.

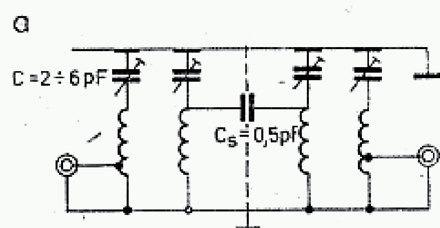
Kondensatory powinny być dobierane z uwzględnieniem indukowanych napięć (p. wzór 3.105b). Przy mocach do 10 W dopuszcza się trymery ceramiczne lub szklane, przy większych mocach należy stosować trymery powietrzne. Przy znacznym skróceniu rezonatorów, przez kondensatory płyną duże prądy i w przypadku ich wadliwej konstrukcji będą one powodowały grzanie się kondensatorów oraz straty dodatkowe. Dlatego też trymery powinny mieć bardzo dobry styk rotora z obudową. Jeśli elementem dostrojczym jest śruba (stosuje się śruby M3 do M6) zakończona nalutowaną elektrodą, to powinna być ona prostopadła do osi śruby, zaś nakrętka powinna być przylutowana na zewnątrz obudowy i całość srebrzona. Dla zapewnienia dobrego kontaktu śruby z nakrętką stosuje się przeciwnakrętkę, albo wysoką nakrętkę z poprzecznym nadcięciem, albo też sprężynę włożoną między główkę śruby i nakrętkę. W nowoczesnych konstrukcjach stosuje się elektrodę odchylaną. Jest ona wtedy jednym końcem na trwale przykręcona do obudowy, a drugim odchylana do rezonatora za pomocą śruby

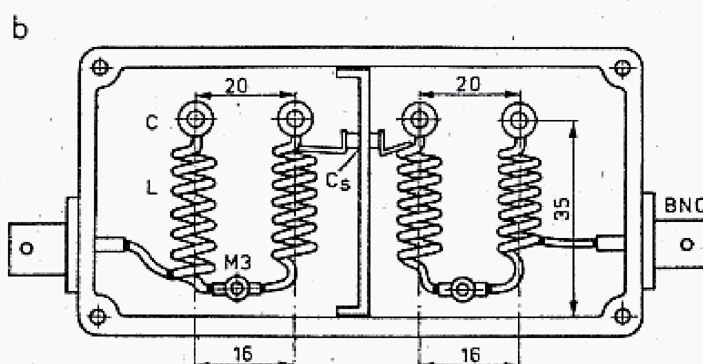
teflonowej (nylonu nie można stosować). Układy takich kondensatorów opisano w rozdziale o wzmacniaczach mocy. W obu rodzajach kondensatorów dla uniknięcia przypadkowego zwarcia w czasie strojenia, nakleja się mikę lub kawałek folii teflonowej.

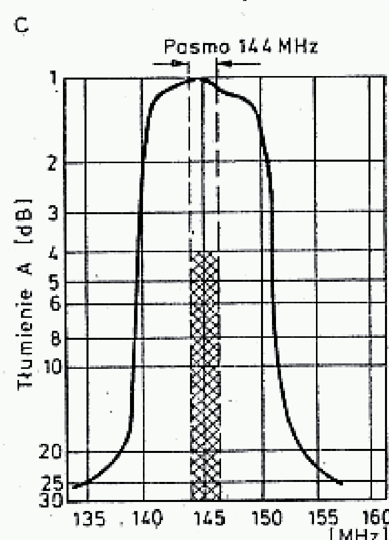
3.7.3 Filtry z elementami skupionymi

Filtr 4 — ogniwowy 144 MHZ (rys. 3.45) [10]

Filtr ten ma sprzężenie mieszane, indukcyjno-pojemnościowe. Trymery rurkowe o pojemności $C = 2 \div 6$ pF mogą być przykręcone do powierzchni górnej lub bocznej. Odległość między trymerami 20 mm decyduje o sprzężeniu między ogniwami







3.45. Czteroobwodowy filtr LC dla częstotliwości 144 MHz
a — schemat, b — szkic, c — charakterystyka przenoszenia

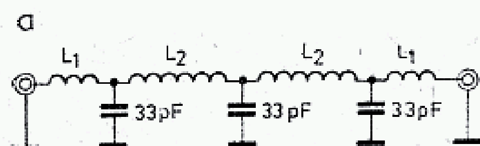
1 i 2 oraz 3 i 4. Sprzężenie między 2 i 3 jest czysto pojemnościowe przez kondensator $C_s = 0{,}5$ pF. Stosuje się tu odcinek drutu ∅ 1,0 do 2,0 mm, przechodzący z jednej komory do drugiej. Jeden koniec drutu jest dolutowany do trymera, drugi zbliżony do drugiego trymera. Zmieniając odległości można wpłynąć na stopień sprzężenia. Cewki są z drutu Cu ∅ 1,2 mm i mają po 6,5 zw. na $D_w = 9$ mm z poskokiem $p = 2{,}4$ mm (rys. 3.14).

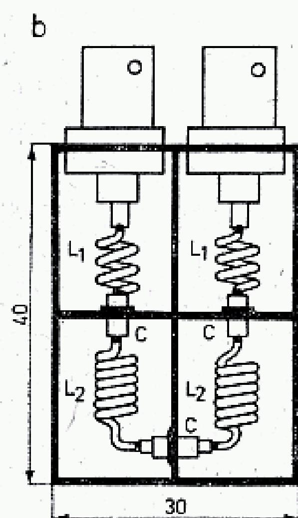
Końce cewek dolutowane są do podwójnej końcówki lutowniczej przykręconej do podstawy śrubą M3. Jest to filtr o dość stromych zboczach, lecz słabym tłumieniu zaporowym. $A_p = 1$ dB, $B_3 = 12$ MHz, $B_{20} = 16$ MHz, $A_z = 30$ dB. Strojenie zaczyna się od C_1 i C_4, po tym C_2 i C_3, w końcu dobiera się C_s. Podobny filtr opisuje I4QQE w Dubus 4/75. Stosował on blaszane pudełko 48 × 81 i cewki $D_w = 9{,}5$ mm, $p = 2{,}7$ mm, $n = 61/2$ zw, $Q = 150$, $L = 250$ nH, $C_s = 0{,}03$ pF.
6,5 zw

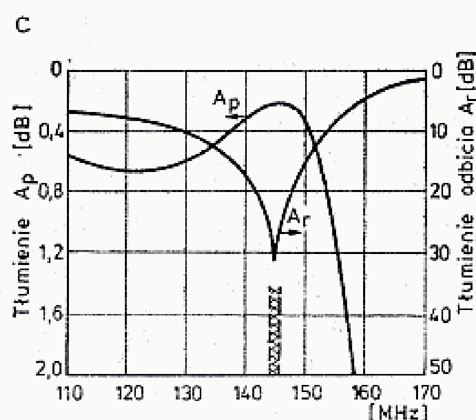
Filtr dolnoprzepustowy LC 144 MHz (rys. 3.46)

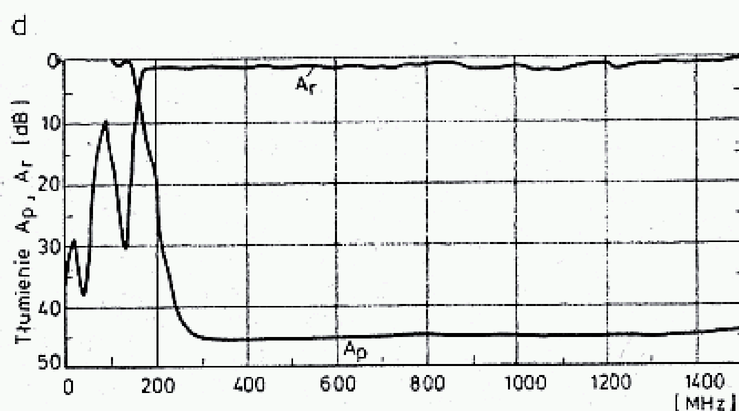
Filtr ten tłumi skutecznie ($A_z > 40$ dB) wszystkie sygnały powyżej 250 MHz[1]. Uzyskano to przez wyeliminowanie sprzężeń indukcyjnych i pasożytniczych po-

[1] Filtr ten opisano w Electron 10/82 (Veron) przez PA2HWG.



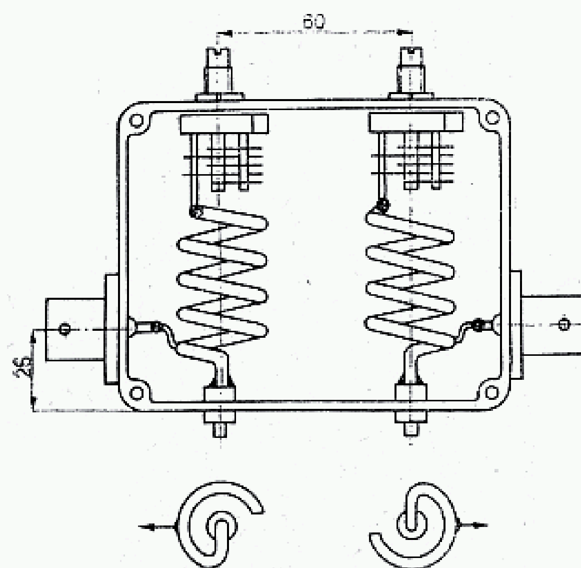


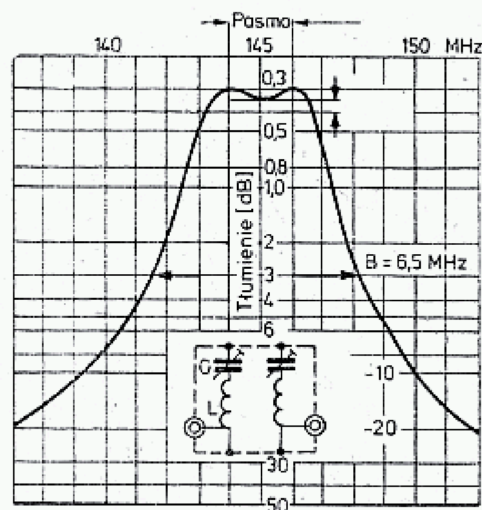




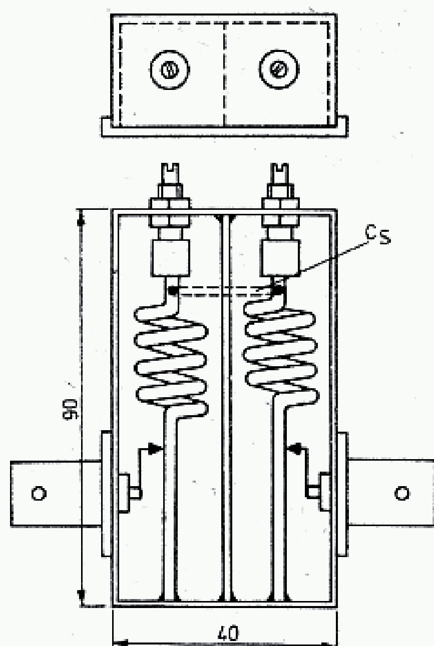
3.46. Filtr dolnoprzepustowy dla częstotliwości 144 MHz wg PA2HWG

a — schemat, b — budowa, c, d — charakterystyki tłumienia

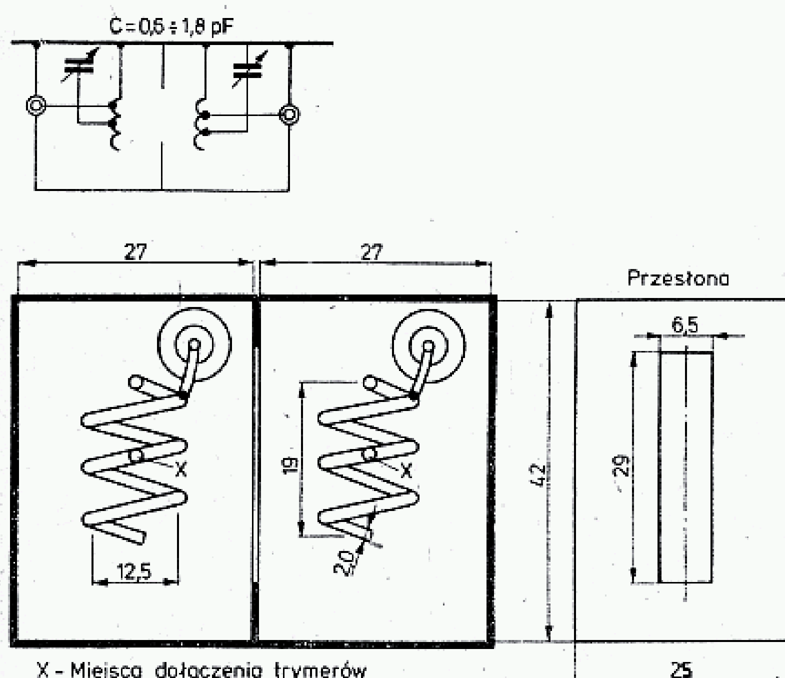


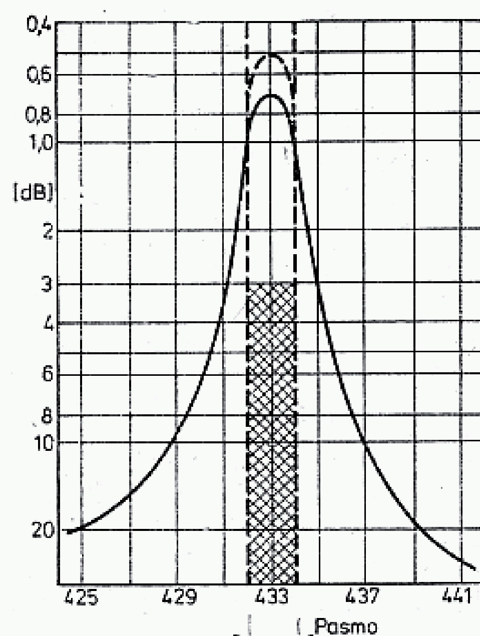


3.47. Prosty filtr helikalny dla częstotliwości 144 MHz



3.48. Mały filtr helikalny dla częstotliwości 144 MHz





3.49. Filtr helikalny dla częstotliwości 432 MHz, [10]

jemnościowych w wyniku zastosowania obudowy 4. komorowej i kondensatorów przepustowych o stałej pojemności. Przy zamianie ich na kondensatory zwykłe właściwości filtru ulegają pogorszeniu. Cewki mają następujące dane: drut Cu ∅ 1 mm w emalii, L_1: D_w = 4,1 mm, n = 3 zw, p = 1,75 mm, L = 32 nH; L_2: D_w = = 5,1 mm, n = 6 zw. ściśle jeden przy drugim, L = 154 nH. Należy je dostroić na minimum WFS (uzyskuje się $A_r > 25$ dB), najpierw rozsuwając lekko zwoje L_2. Tłumienie filtru przy 144 MHz wynosi $A_p < 0,2$ dB. Filtr przepuszcza sygnały poniżej 200 MHz, a więc także heterodyny i inne niższe produkty mieszania.

Prosty, dwuogniwowy filtr LC 144 MHz (rys. 3.47) [10] wykonano w pudełku z odlewu aluminiowego 120×95×50; składa się on z dwóch obwodów helikalnych, sprzężonych nieco nadkrytycznie, co daje małe tłumienie $A_p < 0,4$ dB. Zafalowanie

$\Delta A_p = 0{,}1$ dB, $B_3 = 4$ MHz i do 600 MHz nie ma rezonansów ubocznych. Tłumienie pozapasmowe wynosi $A_z = 20$ dB, jest więc umiarkowane. Układ zawiera trymery powietrzne $2 \div 8$ pF. Cewki mają następujące dane: $d = 3{,}1$ mm, $D_w = 22$ mm, $n = 4$ zw. Końce są dolutowane do główek śrub M4. Odczepy wykonano drutem $d = 1{,}6$ mm na około 1/4 zwoja.

Na rysunku 3.48 pokazano filtr helikalny 2 ogniwowy 144 MHz [10]. Oba ogniwa są wzajemnie sprzężone pojemnościowo — drutem przechodzącym z jednej komory do drugiej. Dobroć filtru zależy od wymiarów obudowy (wzór 3.78), średnicy drutu d i nawoju D_w. Pasmo $B_3 = 0{,}5$ do 2 MHz i zależy od dobroci Q_n oraz od pojemności C_s i położenia odczepu na części prostej cewki. Przy $Z_0 = 75\ \Omega$ odczep jest bliżej cewki, przy $Z_0 = 50\ \Omega$ bliżej podstawy. Cewka z drutu $d = 1$ do 2 mm, $D_w = 10$ do 15 mm, $n = 4$ do 8 zw. powinna dawać rezonans przy pojemności trymera $C = (300$ do $600)/f$ [pF, MHz]. Filtry takie wykonuje się dla pasma od 50 MHz do 432 MHz.

Filtr helikalny 432 MHz pokazano na rys. 3.49 [10]. Sprzężenie między ogniwami, bliskie krytycznemu daje szczelina 9,5 mm × 29 mm w przegrodzie między komorami. Pudełko z blachy mosiężnej 1 mm, trymery rurkowe $C = 0{,}5$—$1{,}8$ pF są dołączone do środków cewek. Cewki mają następujące parametry: $d = 2$ mm, $n = 3$ zw. odczep na 1/4 zw., $l = 19$ mm, $D_w = 12{,}5$ mm $A_p < 1$ dB, $A_z > 20$ dB.

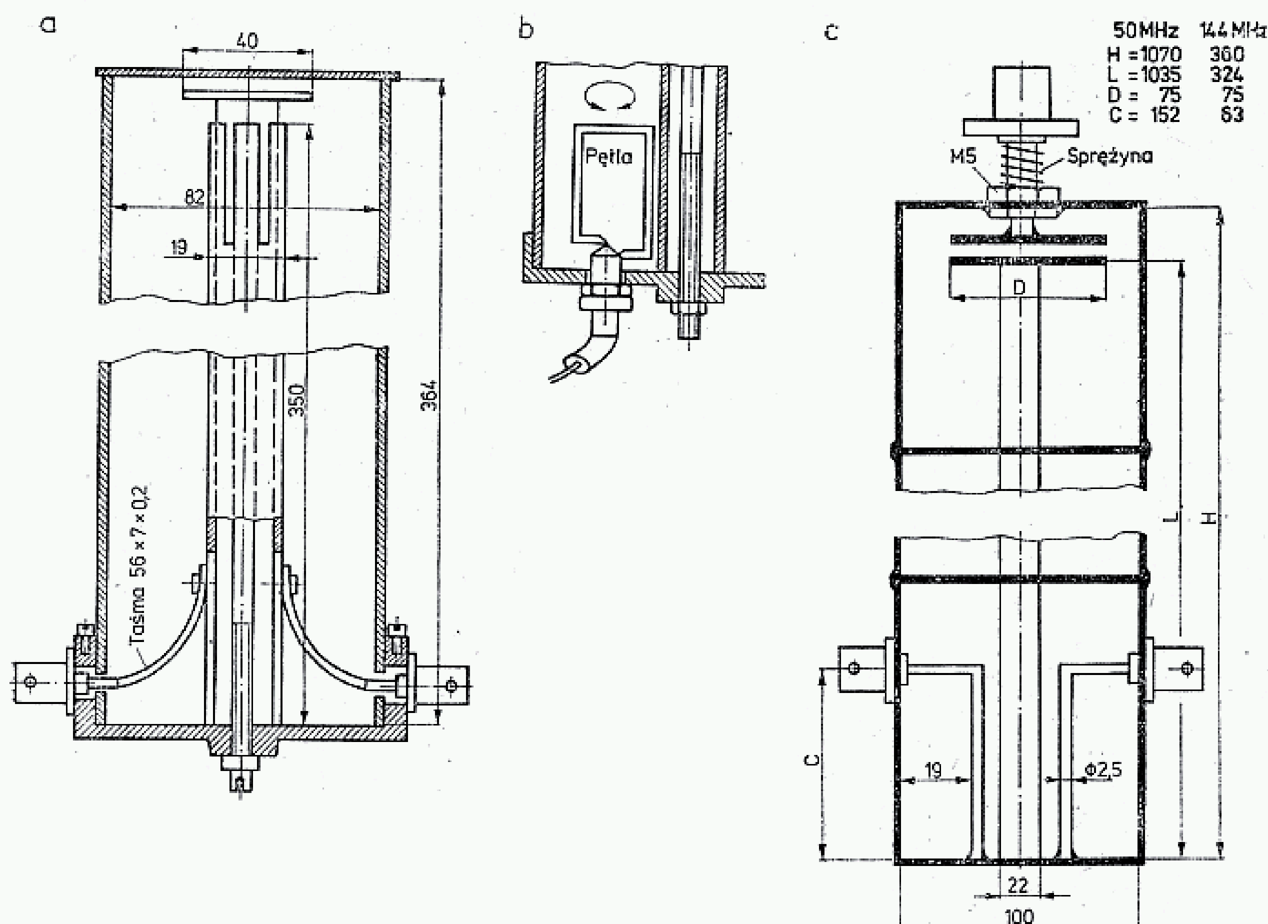
3.7.4 Filtry z elementami liniowymi

Filtr koncentryczny, pokazany na rys. 3.50 [10], jest klasycznym filtrem $\lambda/4$, o małym skróceniu ($l_e = 75°$ do $85°$). Niewielkie skrócenie jest potrzebne dla umożliwienia dokładnego dostrojenia do wycinka pasma, gdyż w filtrach tych uzyskuje się $Q_n \geqslant 2000$, pod warunkiem przestrzegania wytycznych podanych w rozdziale 3.6 oraz zasad budowy podanych w rozdz. 3.7.2. Na rysunku 3.50 pokazano kilka sposobów sprzężenia, przy czym sprzężenie pętlą (rys. 3.50a) pozwala na jego regulację. Niewielka pojemność końcowa utworzona jest przez elektrodę stałą i ruchomą.

Elektroda ruchoma może być zamocowana na końcu rezonatora i wtedy jest ona przesuwana długą śrubą, przechodzącą do podstawy przez wnętrze rury rezonatora, albo elektroda ta może być związana z górą obudowy i wtedy jest przesuwana śrubą pokazaną na rys. 3.50c.

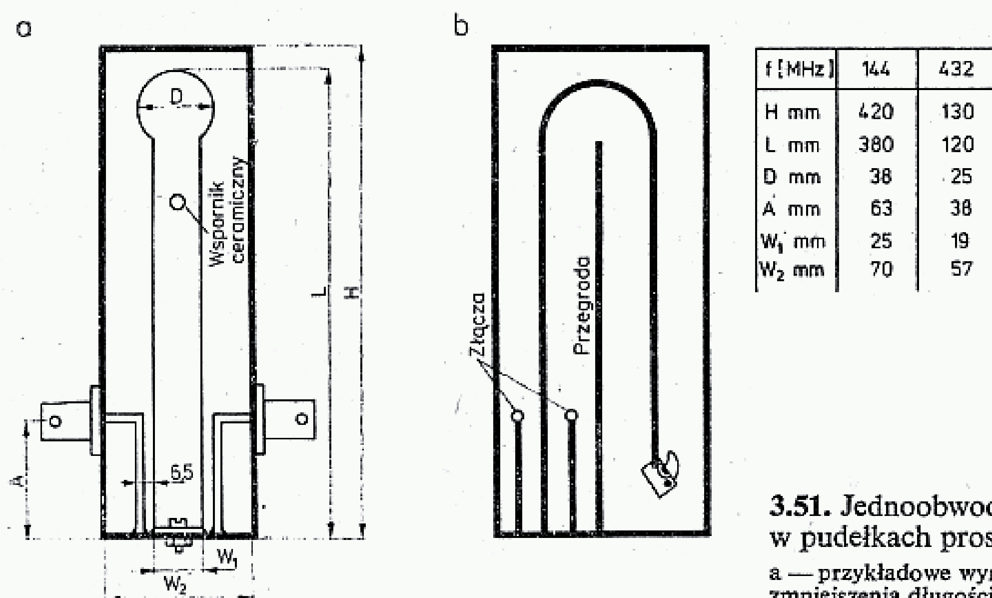
Konstrukcja filtru musi być bardzo sztywna, by uniknąć efektu mikrofonowego, a także w niektórych przypadkach powinna mieć termiczną kompensację. Trudność w uzyskaniu długiej rury o odpowiedniej średnicy można ominąć w sposób podany przez E. Tiltona, W1HDQ (QST 10/64). Obudowę filtru wykonał on z blaszanych puszek od napojów o średnicy 100 mm, zlutowanych krawędziami. Duże wymiary w pewnym stopniu kompensują straty wywołane gorszą przewodnością materiału. Filtr ten pracował w urządzeniu o mocy 1 kW.

Filtry współosiowe o dużej dobroci stosuje się w diplekserach, w stacjach przemiennikowych, dla umożliwienia dołączenia do jednej anteny jednocześnie pracującego nadajnika i odbiornika. Przy przesunięciu kanałów o 600 kHz w pasmie 145 MHz uzyskuje się tłumienie przenikania wynoszące $110 \div 120$ dB. Stosuje się



3.50. Filtry współosiowe

a — strojony od strony podstawy, [10], b — pętla z regulowanym sprzężeniem, c — filtr wykonany z blaszanych puszek od napojów



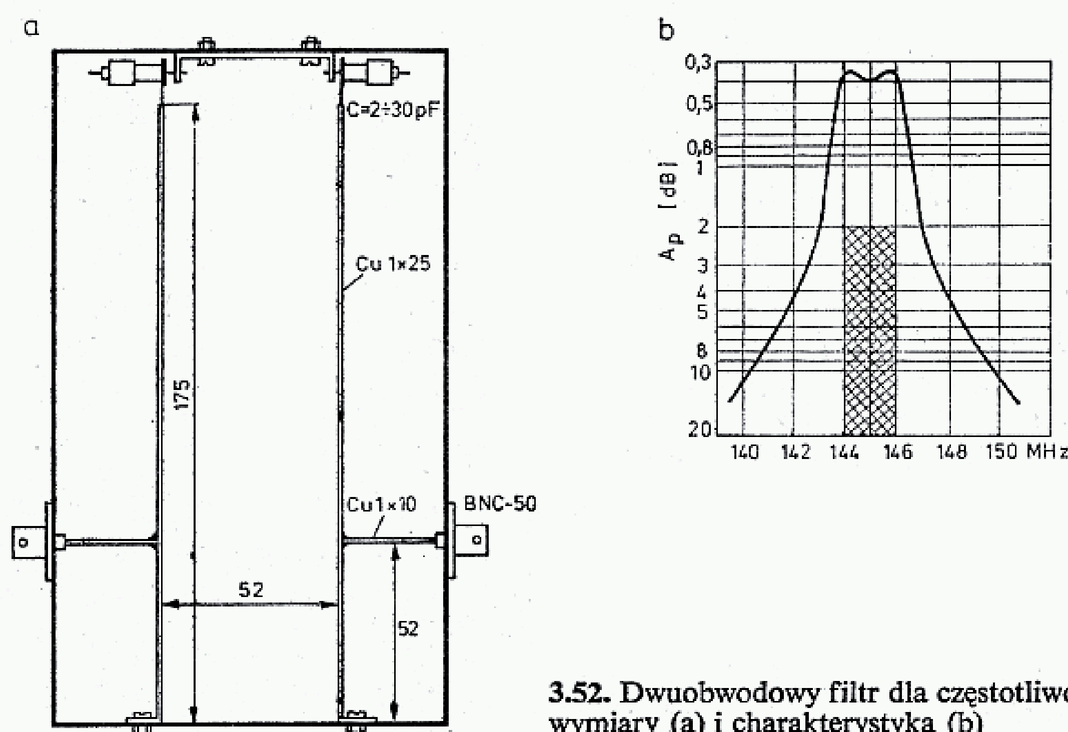
f [MHz]	144	432
H mm	420	130
L mm	380	120
D mm	38	25
A mm	63	38
W_1 mm	25	19
W_2 mm	70	57

3.51. Jednoobwodowe filtry paskowe w pudełkach prostokątnych

a — przykładowe wymiary, b — sposoby zmniejszenia długości filtru

6 podobnych filtrów wykonanych z rury mosiężnej wewnątrz srebrzonej o średnicy 120÷150 mm. Całość znajduje się we wspólnej obudowie. W torze nadawczym pracują dwa filtry, w torze odbiorczym cztery, z których jeden jest pułapką (ang.: *notch*) na częstotliwość nadajnika. Sprzężenie między filtrami jest pojemnościowe, za pośrednictwem trymerów i odcinków kabla koncentrycznego w podwójnym ekranie.

Filtr paskowy jednoobwodowy, pokazany na rys. 3.51 [10], zawiera długą rurę. Stanowi to problem materiałowy i konstrukcyjny. Zastosowano tu rezonator wykonany z taśmy miedzianej lub mosiężnej (stalowej) srebrzonej. Wymiary w przekroju poprzecznym nie są krytyczne, im jednak są większe, tym większą uzyskuje się dobroć (p. rozdz. 3.6). Pojemność kondensatora zależy od impedancji falowej Z_0 i długości elektrycznej l_e (p. wzór 3.85). Przyjmuje się $Z_0 = 100 \div 300\ \Omega$, $l_e = 70$ do $85°$. Kondensator dostrojczy powinien mieć bardzo dużą dobroć. Zaleca się stosowanie doginania końca rezonatora do ścianki za pomocą śruby teflonowej, co powinno wystarczyć na dostrojenie do wybranego wycinka pasma. W pasmie 144 MHz i niższych linię można wygiąć, tak jak pokazano na rys. 3.51b, wymaga to jednak wprowadzenia przegrody. Wygięć może być więcej i wtedy uzyskuje się gabaryty filtru zbliżone do kwadratu (Ham Radio 2/1980 i 12/1980). Parametry filtru zależą od dobroci Q_n i są podane w rozdz. 3.6.

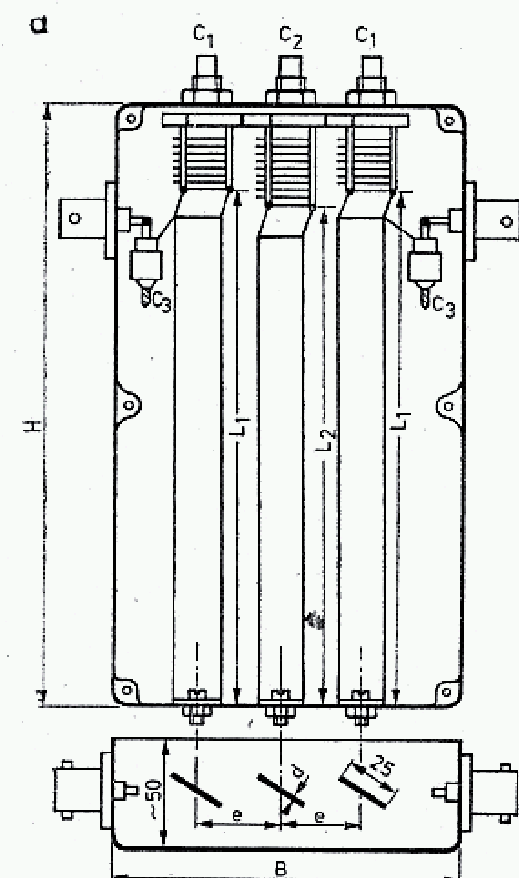


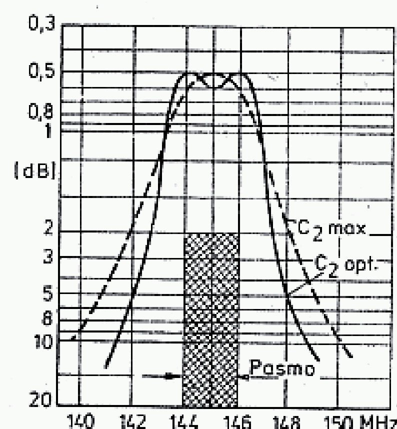
3.52. Dwuobwodowy filtr dla częstotliwości 144 MHz, wymiary (a) i charakterystyka (b)

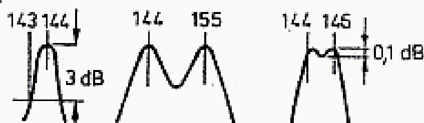
Na rysunku 3.52 pokazano filtr skrócony dwuobwodowy paskowy 144 MHz. Znaczne skrócenie rezonatora pojemnością końcową powoduje zmniejszenie dobroci Q_n. Jeśli zastosować dwa takie obwody sprzężone nieco nadkrytycznie, to uzyskuje się szerokość pasma $B_3 = 4{,}5$ MHz i większą stromość zboczy (rys. 3.52b). Linie wykonane są z taśmy Cu 25×1 mm o długości 175 mm + 10 mm na zagięcie. Na końcu można zastosować dowolne trymery o pojemności 5 do 30 pF, uzyskując zakres przestrajania 120 MHz ÷ 180 MHz. Przy 120 MHz sprzężenie jest podkrytyczne, przy 180 MHz nadkrytyczne. Pudełko aluminiowe $190 \times 110 \times 50$ mm ma dopasowaną pokrywę. Oto położenie przyłączy do BNC: $Z_0 = 50\ \Omega$, $h = 52$ mm; $Z_0 = 75\ \Omega$, $h = 60$ mm. Tłumienie wynosi $A_p = 0{,}4$ dB, $A_z \geqslant 10$ dB. Jest to filtr o małej selektywności.

Skrócony filtr 3-obwodowy paskowy, pokazany na rys. 3.53 [10], z drobnymi zmianami opisano w kilku czasopismach.

Sprzężenie wejścia-wyjścia nastawiane jest trymerami C_3, co pozwala na optymalne dopasowanie i ewentualną transformację impedancji. Przy 144 MHz i $Z_0 = 50\ \Omega$ $C_3 = 4{,}4$ pF, a przy 75 Ω $C_3 = 3{,}3$ pF. Kondensatory muszą mieć dużą wytrzymałość napięciową. Paski miedziane o szerokości 25 mm ustawione są pod kątem 45°. Środkowa linia jest nieco krótsza od skrajnych.

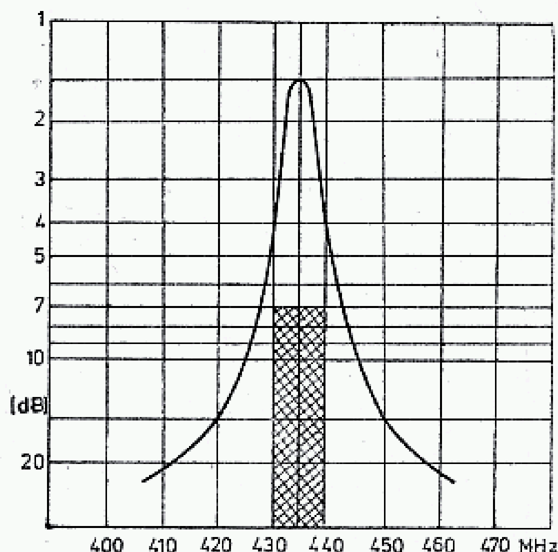






b

f [MHz]		144	432
H	mm	190	120
B	mm	110	95
L_1	mm	156	64
L_2	mm	151	61
e	mm	28,5	31
C_1	pF	50	50
C_2	pF	60	15
C_3	pF	4,4	5
d	mm	1,6	0,8

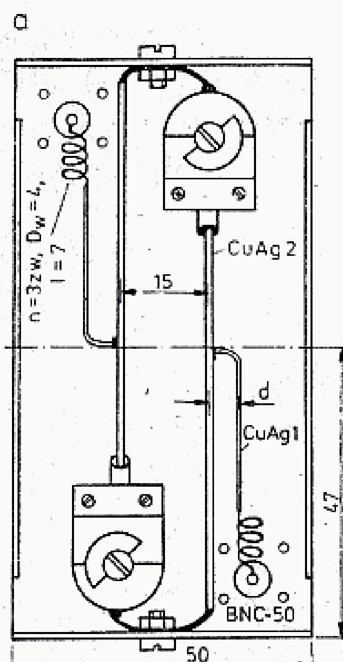


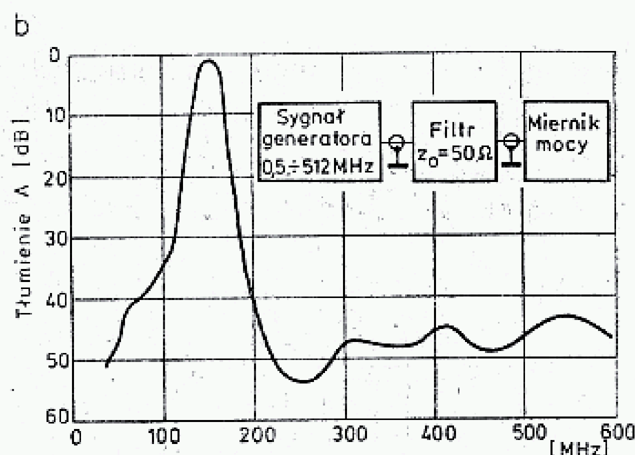
3.53. Trzyobwodowy filtr paskowy

a — konstrukcja, b — wymiary, c — charakterystyka w paśmie 144 MHz, d — kształt szczytu charakterystyki przy sprzężeniu podkrytycznym, nadkrytycznym i optymalnym, e — charakterystyka filtru w wersji dla 432 MHz

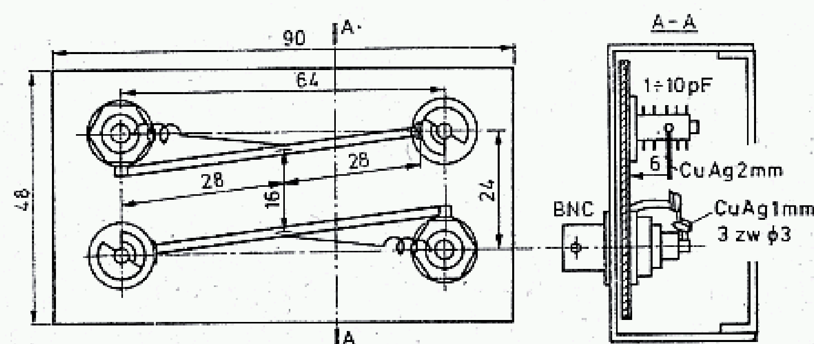
W zależności od dostrojenia obwodów $L_1 C_1$ i $L_2 C_2$ uzyskuje się sprzęganie podkrytyczne, krytyczne i nadkrytyczne (rys. 3.53d). Oba trymery skrajne należy ustawiać na tę samą pojemność. Stroić należy przy założonej pokrywie. Przy prawidłowej konstrukcji i po dobrym zestrojeniu uzyskuje się $A_p \leqslant 0{,}5$ dB przy 145 MHz i $A_p \leqslant 1{,}5$ dB przy 432 MHz. Tłumienie pozapasmowe, jak zwykle w tego rodzaju filtrach, jest małe i wynosi około $A_z = 10$ do 15 dB.

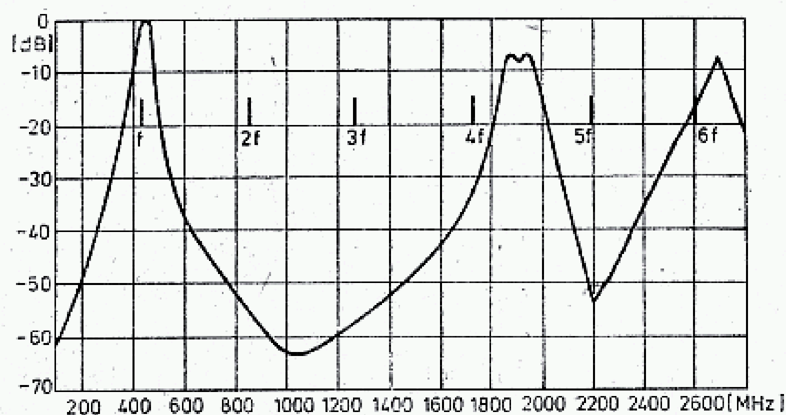
Skrócony filtr dwuobwodowy 144 MHz, pokazany na rys. 3.54, opisany przez DJ1ZB w UKW Berichte 3/75, zbudowany jest w blaszanym pudełku 94 × 50 ×





3.54. Filtr 2-obwodowy 144 MHz wg DJ1ZB



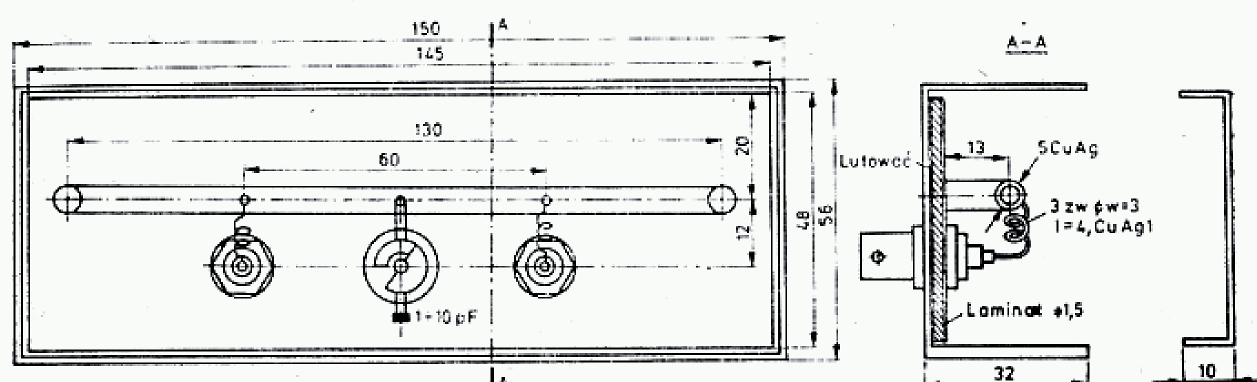


3.55. Filtr 2-obwodowy 432 MHz wg DJ1ZB

×25 mm, wewnątrz srebrzonym, ze szczelną pokrywą. Dominujące magnetyczne sprzężenie między liniami powoduje poprawienie selektywności (A_z > 40 dB) przy umiarkowanym tłumieniu A_p = 0,6 dB (rys. 3.54b). Wielkość sprzężenia zależy od wzajemnej odległości linii (15 mm) oraz od ich impedancji falowej Z_0 = 160 Ω. Pojemność kondensatora wynosi około 30 pF (p. wzór 3.85). Przyłącza wykonano z drutu Cu ∅ 1 mm, który w pobliżu złącza jest zwinięty w cewkę o danych n = 3 zw, D_w = 4 mm, l = 7 mm, L = 18 nH. Jej zadanie polega na dodatkowym tłumieniu sygnałów na częstotliwościach większych, w tym w szczególności na harmonicznych 145 MHz i rezonansach harmonicznych obwodu (rozdz. 3.6.3). Dopasowanie

sprzężenia uzyskuje się przez zmianę położenia miejsca dolutowania i odległości *d* przyłącza od rezonatora.

Skrócony filtr dwuobwodowy 432 MHz pokazano na rys. 3.55. Jest to adaptacja filtru z poprzedniego punktu dla pasma 432 MHz. Filtr ten jest szczegółowo opisany przez autora w Radioelektroniku 1/1982. W filtrze tym, mimo stosowania dodatkowych cewek w przyłączu ($n = 3$ zw, $D_w = 3$ mm, $l = 4$ mm, $L = 20$ nH) występują wyraźne rezonanse na harmonicznych obwodu. Powinny one wypadać poza harmonicznymi 432 MHz. Na ich położenie wpływają drobne zmiany indukcyjności doprowadzeń, położenia kondensatora i linii rezonansowej. Charakterystykę filtru pokazano na rys. 3.55b, przy czym $A_p = 0{,}4$ dB, $B_3 = 415 \div 450$ MHz, WFS uzyskuje wartość 1,1 przy $Z_0 = 50\ \Omega$.



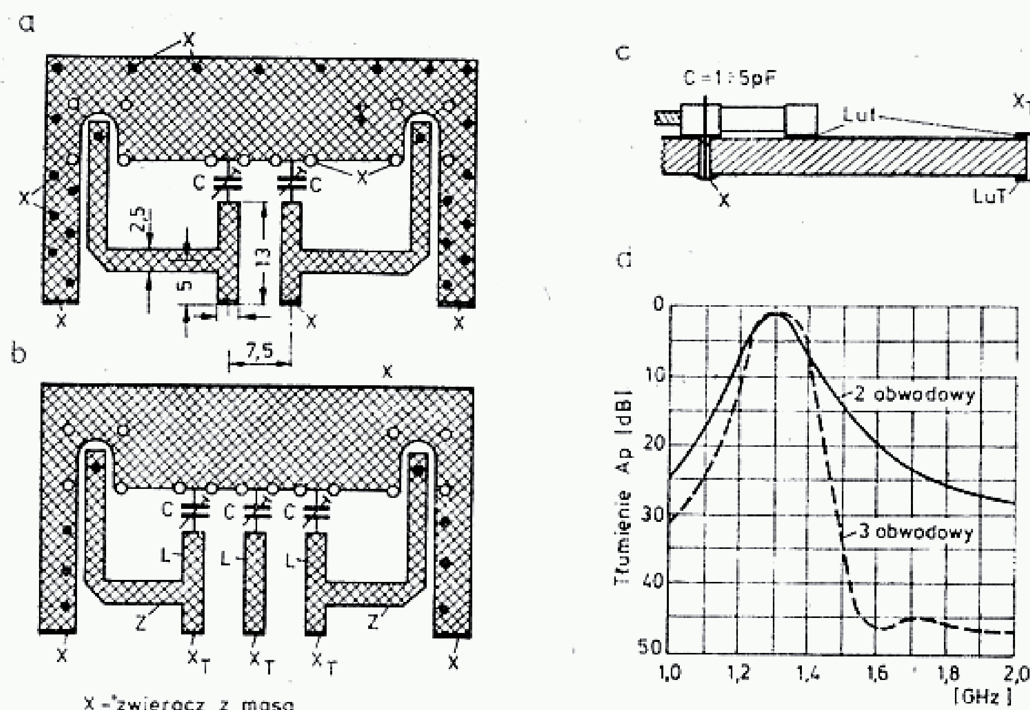
3.56. Filtr półfalowy skrócony 432 MHz

Skrócony filtr półfalowy 432 MHz, pokazany na rys. 3.56, opisano w Radioelektroniku 1/1982. Filtr półfalowy z pojemnością dostrajającą w połowie długości z dwoma końcami rezonatora połączonymi z masą, może być traktowany jako dwa silnie sprzężone obdowy $\lambda/4$. Rezonator taki ma podwójną długość i podwójną pojemność dostrojczą, co szczególnie w pasmach MKF ułatwia wykonanie i dostrojenie. Poza tym w takim filtrze można uzyskać bardzo dobrą separację przyłączy wejściowego od wyjściowego, co poprawia tłumienie w pasmie zaporowym. Filtry takie często spotyka się na płytkach w urządzeniach MKF w torach powielaczy, heterodyn i wyjściowych.

Wymiary filtru nie są krytyczne. Im większa jest obudowa i przekroje linii i mniejsza pojemność dostrojcza tym, dobroć Q_n filtru jest większa. Przy małej impedancji Z_0 niemal całe pole zamyka się między rezonatorem i płaszczyzną masy i wtedy sprzężenie z bardziej odległymi obwodami jest słabe. Filtry takie mogą być stosowane bez pokrywy, a nawet w określonych warunkach bez ścianek bocznych.

Filtr pokazany na rys. 3.56 ma impedancję linii $Z_0 = 140\ \Omega$, pojemność dostrojczą $C = 5{,}7$ pF przy 432 MHz. Przy zmianie długości linii do 200—250 mm, można przy pojemności 10 do 25 pF uzyskać rezonans na częstotliwości 144 MHz, a przy dłuższym także na częstotliwości 50 MHz.

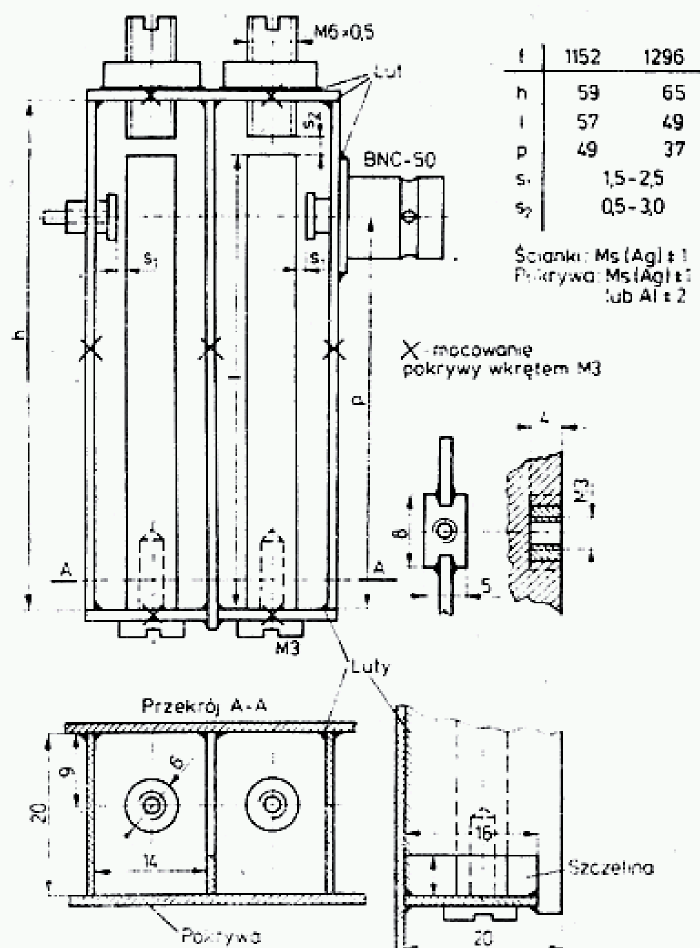
Filtr paskowy 1,2 GHz na laminacie pokazano na rys. 3.57. W przypadku gdy istotne są małe wymiary filtru, a dodatkowe tłumienie około 1 dB i mniejsza selektywność są mało istotne, można filtr wykonać w postaci niesymetrycznej linii paskowej na laminacie (p. rozdz. 3.5.3). Dotyczy to filtrów na dowolne pasmo



3.57. Filtr paskowy 2- i 3-obwodowy dla częstotliwości 1296 MHz

UKF i MKF, z tym, że w pasmie MKF zaleca się stosować laminat teflonowy. Duża stała dielektryczna podłoża powoduje znaczne skrócenie linii.

Na rysunku 3.57 pokazano konstrukcję dwóch takich filtrów przestrajanych w pasmie 1100 MHz do 1500 MHz za pomocą rurkowych trymerów o pojemności $C = 1 \div 5$ pF. Sprzężenie między rezonatorami jest mieszane, dominuje jednak



f	1152	1296
h	59	65
l	57	49
p	49	37
s_1	1,5–2,5	
s_2	0,5–3,0	

3.58. Filtr współosiowy 1152—1296 MHz wg DJ6NZ

pojemnościowe, utworzone przez trymery, stąd też ich wymiary i wzajemna odległość wpływają decydująco na wielkość sprzężenia. $A_p \cong 1$ dB, $A_z = 25$ dB w dwuobwodowym i 40 dB w trójobwodowym. Filtry zasilane są przez złącza SMA (ostatecznie przez BNC) lub są wprost dołączone do układu. W torze heterodyny stosowany jest filtr 2-obwodowy nastrojony na 1152 MHz, zaś po mieszaczu nadawczym filtr 3-obwodowy nastrojony na 1296 MHz. Przy budowie filtru należy koniecznie połączyć masę górną z dolną w miejscach pokazanych na rysunku oraz na krawędzi za pomocą folii z blachy. Filtr ten opisany jest między innymi przez WA6UAM w Ham Radio 12/1975. Wymiary podane na rysunku dotyczą obu wersji filtru.

Na rysunku 3.58 pokazano filtr współosiowy dwuogniwowy 1,2 GHz. Dwie komory filtru sprzężone są magnetycznie przez szczelinę 5×16 mm, wykonaną w dolnej części przegrody. Złącza sprzężone są z rezonatorami pojemnościowo, za pomocą płytek 3×7 mm nalutowanych na końcówki złącza BNC. Złącze w czasie strojenia filtru jest wkręcane na odpowiednią głębokość dla ustawienia optymalnej szczeliny *S*. Dwa takie filtry pracują w transwerterze, opisanym przez DJ6NZ w UKW Berichte 2/1968. Jeden dostrojony jest do 1152 MHz i jest zasilany wprost z powielacza na 1N914, sterowanego mocą 150 mW na 288 MHz. Wyjście filtru połączone jest z mieszaczem 1296 MHz/144 MHz. Drugi, podobny filtr, zestrojony na 1296 MHz, wstawiony jest między antenę i mieszacz na 1N21. Odcina on szumy na częstotliwości lustrzanej 1008 MHz.

3.7.5 Filtry interdigitalne

3.7.5.1 Wprowadzenie

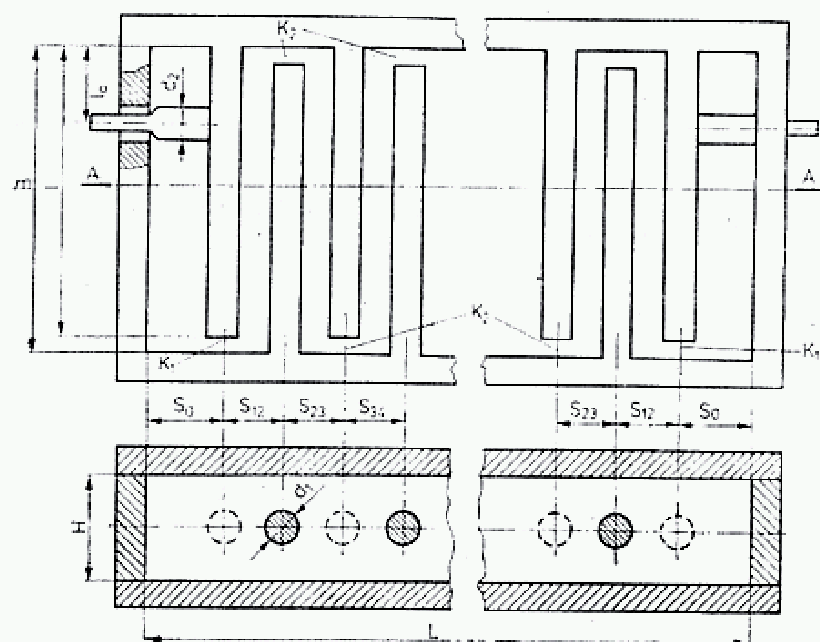
Konwencjonalne filtry w zakresie MKF mają małą stromość zbocza, co nie pozwala na skuteczne odfiltrowanie harmonicznych oscylatora po stopniach powielających oraz mieszających i w efekcie pogarsza czułość odbiornika. W układach nadawczych stopnie mocy wykazują znacznie większe wzmocnienie dla niepożądanych sygnałów o mniejszej częstotliwości, dostających się ze stopni sterujących, niż dla sygnału właściwego. W ten sposób szerokopasmowy wzmacniacz kilkustopniowy UKF i MKF znacznie bardziej podnosi poziom sygnałów ubocznych, początkowo bardzo słabych, niż sygnału właściwego. Powoduje to przesterowanie stopnia końcowego oraz promieniowanie przez antenę sygnałów zakłócających. W tych przypadkach konieczne jest stosowanie filtrów nawet po każdym stopniu powielacza i wzmacniacza, a dodatkowe tłumienie rzędu 0,6 do 1 dB, wnoszone przez filtr, jest rekompensowane lepszym wykorzystaniem aktywnych elementów wzmacniacza, gdyż wtedy są one obciążone tylko przez sygnał użyteczny. Najlepiej wyjaśni to przykład. W układach SSB na częstotliwości 1296 MHz stosuje się mieszanie sygnału SSB na 144 MHz z heterodyną 1152 MHz, a więc różnica częstotliwości jest niewielka. Sygnał heterodyny 1152 MHz otrzymywany jest w wyniku powielania np. z 64 MHz ($\times 18$) i wtedy sygnałowi 1152 MHz towarzyszą sygnały 1088 MHz i 1216 MHz. Jeśli nie zostaną one w powielaczach i przed mieszaczem odfiltrowane, to przejdą przez mieszacz, dając liczne sygnały interferencyjne, niemożliwe do odfiltrowania.

Z powyższego wynika, że w zakresie MKF konieczne są wąskopasmowe

filtry. Teoria takich filtrów została opracowana, a metody obliczeń opierają się na wykresach otrzymywanych metodą komputerową[1]. DJ7QY opublikował metodę obliczeń przydatną dla celów amatorskich (DUBUS 3/81). Pozwala ona na obliczenie filtrów w zakresie częstotliwości 100 do 8000 MHz z liczbą stopni 2 do 12 na komputerze osobistym (np. ZX81) z zastosowaniem programu w języku BASIC. Program ten pozwala także na wykonanie pojedynczych obliczeń za pomocą kalkulatora inżynierskiego.

3.7.5.2 Konstrukcja filtrów

Opisywane w dalszym ciągu filtry mają postać zaplatanych palców i stąd ich nazwa *filtry interdigitalne* albo *palcowe*. Podstawowy schemat takiego filtru pokazano na rys. 3.59. Filtry te, zamknięte w obudowie o wysokości *H*, mogą w niektórych przy-



3.59. Podstawowe wymiary filtru interdigitalnego
K_1, K_2 — szczeliny tworzące pojemność końcową

padkach nie mieć ścianek bocznych. Filtry palcowe mają wewnątrz rezonatory o długości l_e = 85° do 89°. Są one wykonane z prętów prostokątnych lub okrągłych o średnicy *d*. Sprzężenie między rezonatorami jest indukcyjno-pojemnościowe, przy czym sąsiednie rezonatory są odwrotnie usytuowane.

Przy bardzo dokładnym wykonaniu, zgodnie z rysunkami, filtry te nie wymagają dostrojenia, przy mniej dokładnym można zastosować elementy dostrojcze, zmieniające pojemność końcową. Są to najczęściej wkręty M3 do M5 z ciasnym gwintem i płaską końcówką, czasami podtoczoną na długości 3—4 mm. Przy wymaganej dużej zmianie częstotliwości można w końcówce rezonatora nawiercić otwór o średnicy o 1 mm większej i wtedy śruba dostrojacza może dodatkowo być zagłębiona w ten otwór.

---

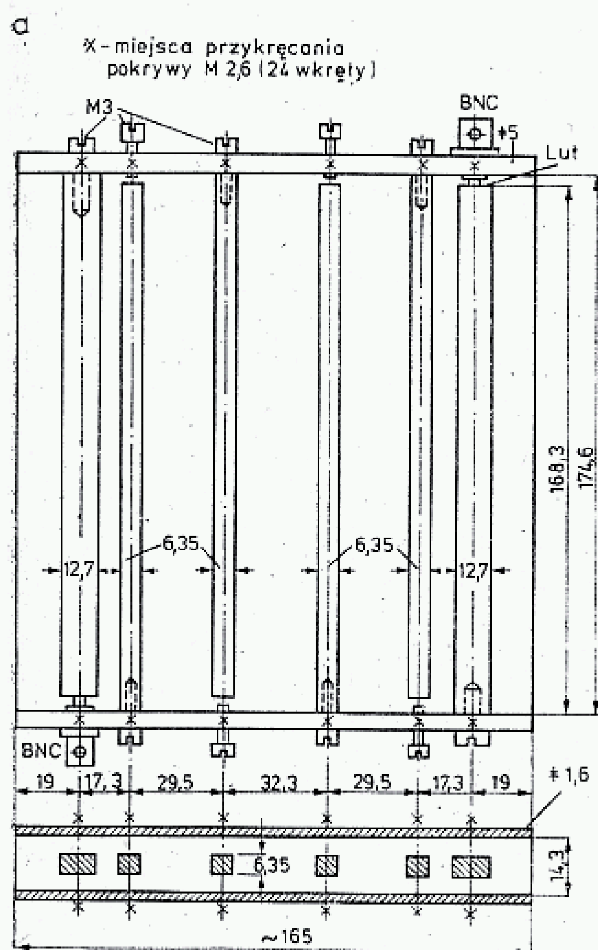
[1] 1. W. S. Metcalf: *Graphs Speed Design of Interdigital Filters*; Microwaves, February 1967, str. 91—95.
2. Pyle R.: *Design Curves for Interdigital Bandpass Filters*; IEEE Trans. on Mircowave Theory and Tech. September 1964, str. 559.

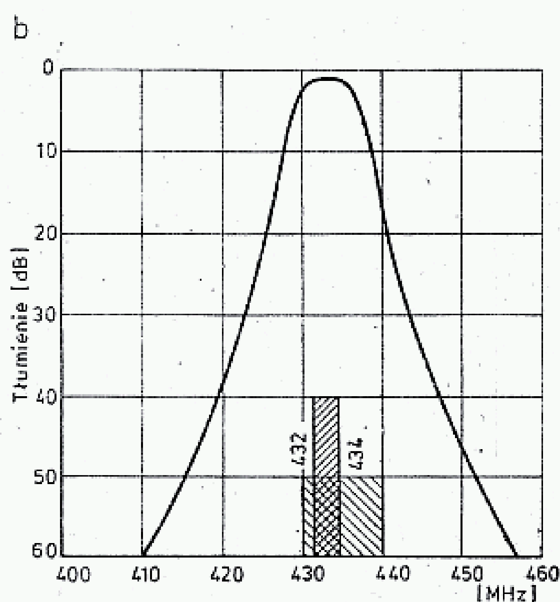
We wcześniej opracowanych konstrukcjach filtr zasilano dołączając złącze do wierzchołków skrajnych palców. We współczesnych konstrukcjach palce te zasila się bocznikowo, co umożliwia pracę w charakterze rezonatora (występuje dość silne tłumienie). Przy konstruowaniu filtrów interdigitalnych należy szczególnie przestrzegać zasad podanych w rozdziale 3.7.2, gdyż w przeciwnym przypadku nie uzyska się pożądanych parametrów. W szczególności styk palca z podstawą musi być bardzo dobry i dlatego w niektórych konstrukcjach palce i podstawy wykonuje się z jednego kawałka metalu. To samo dotyczy obu pokryw, muszą one ściśle przylegać do podstaw, gdyż biorą udział w przewodzeniu dużej części prądu w strzałce prądu; dla wyższych zakresów MKF często obudowę wykonuje się z jednego bloku metalu, w którym wyfrezowana jest odpowiednia wnęka.

Filtry palcowe mają tę przewagę nad poprzednio opisywanymi, że przy dużej dobroci dają strome zbocza charakterystyki oraz nie mają rezonansów ubocznych. Tłumienie przenoszenia wynosi około 1 dB, zaś zaporowe ponad 50 dB.

3.7.5.3 Filtr interdigitalny czteroobwodowy 432 MHz

Filtr ten (rys. 3.60), opisany przez R. Fishera W2CQH w QST 3/1968, ma charakterystykę Butterwortha, tj. maksymalnie płaską. Zasilanie przez złącza BNC jest dołączone do dwóch płaskowników 12,7×6,35 mm, tworzących silnie stłumione obwody. Są one sprzężone przez cztery rezonatory o dużej dobroci, wykonane z prętów kwadratowych 6,35×6,35. Podstawy są wykonane z płaskowników alu-





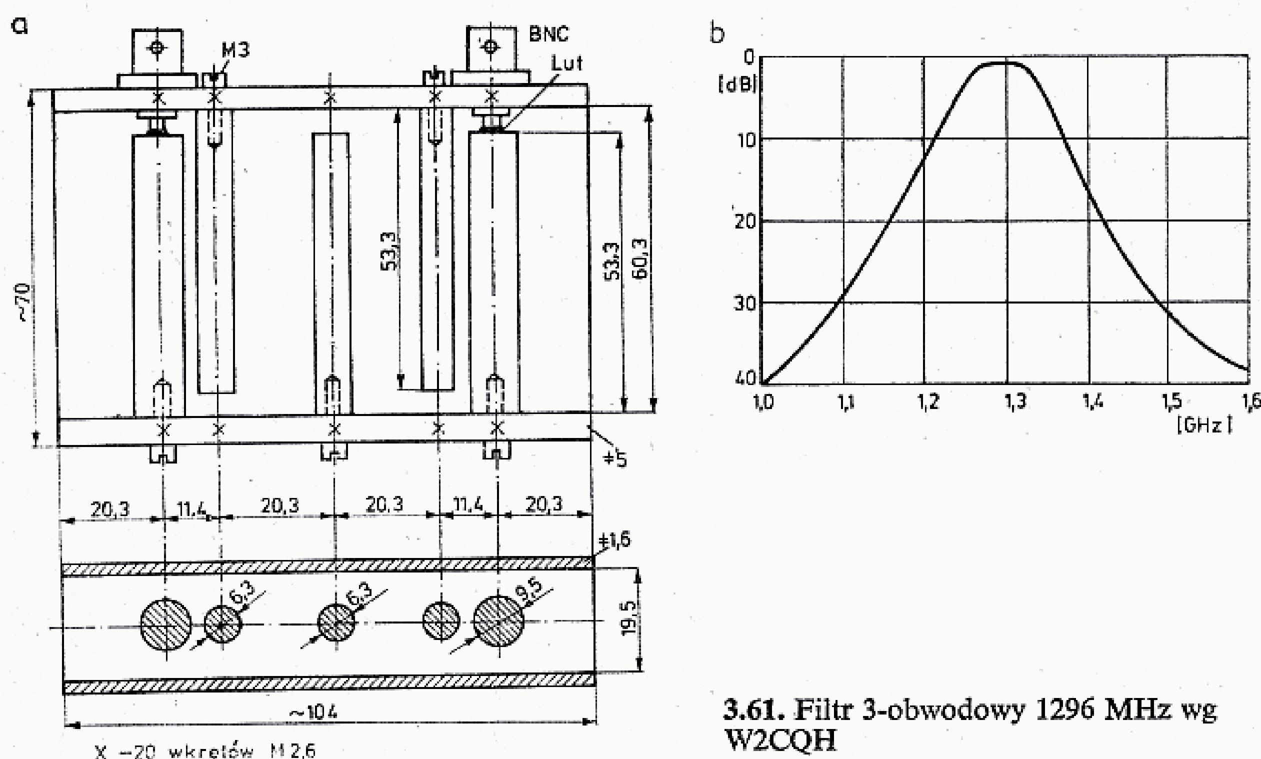
3.60. Filtr 4-obwodowy 432 MHz wg W2CQH

miniowych lub mosiężnych 5×14,3×165 mm. Pokrywy mocowane są 24 wkrętami M2,6. Rezonatory od spodu mają wykonane gwintowane otwory M3, służące do przykręcenia śrubami M3 do podstaw.

Dla precyzyjnego dostrojenia filtru naprzeciw rezonatorów wkręcone są w podstawę śruby M3. Jeśli rezonatory są z miedzi, a pokrywa z aluminium, to tłumienie A_p = 1,4 dB. Jeśli rezonatory i pokrywy są mosiężne i srebrzone, to tłumienie spada do A_p = 0,5 dB. Pasmo B_3 = 8,5 MHz jest więc na tyle szerokie, że pozwala na zrezygnowanie ze śrub dostrojczych.

3.7.5.4 Filtr interdigitalny trójobwodowy 1296 MHz

Filtr ten (rys. 3.61), także opisany przez W2CQH, ma rezonatory z okrągłych prętów ∅ 6,5 mm i 9,5 mm z mosiądzu. Budowa filtru jest podobna do wyżej opisanego filtru dla pasma 432 MHz. Przy dotrzymaniu wymiarów otrzymuje się charakterystykę jak na rys. 3.61b. Jeśli środek pasma przepustowego wypadnie poniżej 1296 MHz, to pilnikiem lekko skraca się górę rezonatorów, jeśli wypadnie powyżej, to pod podstawę rezonatora wstawia się podkładki z blachy Cu o grubości 0,1 do 0,5 mm.

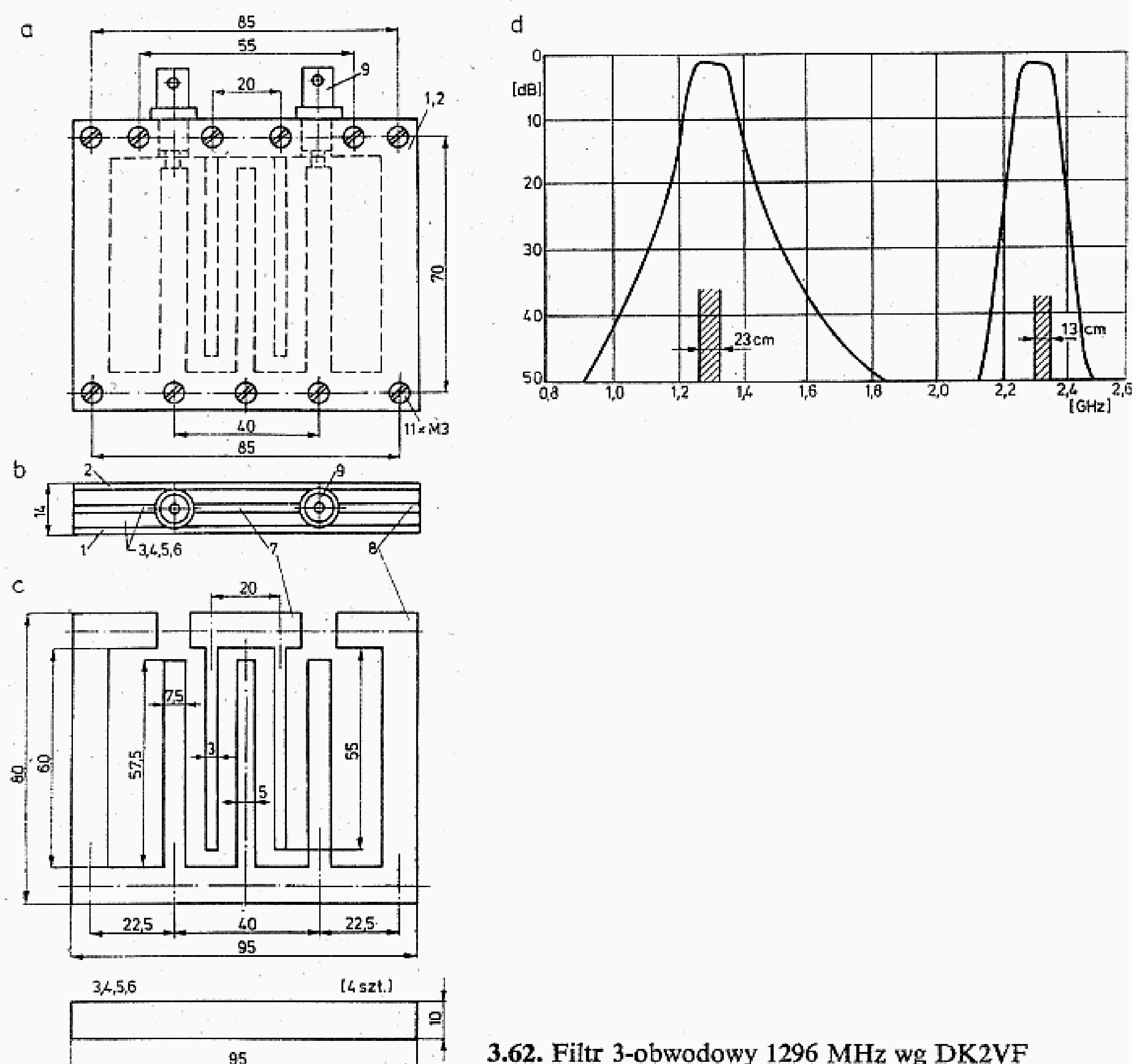


3.61. Filtr 3-obwodowy 1296 MHz wg W2CQH

Filtr ma otwarte boki, gdyż wystające pokrywy skupiają niemal całe pole wewnątrz filtru. Tłumienie filtru wynosi A_p = 0,4 dB, B_3 = 110 MHz (8,5%). Filtr był stosowany na wyjściu potrajacza na 2C39, w celu niedopuszczenia resztek sygnału 432 MHz do anteny. Podobny filtr opisują DK1PN i DK2VF w UKW Berichte 3/1970, przy czym zastosowali oni obudowę z frezowanego bloku aluminiowego, w którym wykonano wnękę 60,3×125×19 mm ze ściankami o grubości 5 mm. Zmniejszyło to nieco sprzężenie wibratorów i zawęziło pasmo do 80 MHz.

3.7.5.5 Filtr trójogniwowy paskowy 1296 MHz

Filtr ten (rys. 3.62), opisany przez DK2VF w UKW Berichte 2/1976, wyróżnia się tym, że rezonatory wycięte są z blachy. Może on być wykonany w warunkach domowych, gdyż do tego potrzebna jest jedynie piłka do metalu, pilnik i wiertarka. Filtr składa się z dwóch pokryw (*1* i *2*) z blachy aluminiowej o grubości 2 mm.



3.62. Filtr 3-obwodowy 1296 MHz wg DK2VF

Między pokrywami znajdują się rezonatory paskowe (poz. *7* i *8*), w tym dwa o szerokości 3 m m i długości 55 mm oraz jeden o szerokości 5 mm i długości 57,5 mm. Po bokach tych linii znajdują się paski o szerokości 7,5 mm, tworzące elementy sprzęgające, dołączone do złącz BNC. Na samych skrajach znajdują się boki o szerokości 10 mm, zamykające pole wewnątrz filtru. Wszystkie paski wycięte są piłką z blachy Al o grubości 2 mm i wyrównane pilnikiem. Linie paskowe (*7* i *8*) są oddzielone od pokryw wkładami dystansowymi (*3*, *4*, *5* i *6*) z blachy Al o grubości 4 mm. Po wycięciu wszystkich elementów składa się je razem jak kanapkę rys. 3.62b, lecz bez złączy BNC. W miejscach pokazanych na rys. 3.62a w narożnikach nawierca się cztery otwory ∅ 3,1 i całość skręca wkrętami M3 × 16 z nakrętkami. Po skręceniu wierci się pozostałe otwory. Dla utrzymania symetrycznego położenia poz. 7 w czasie

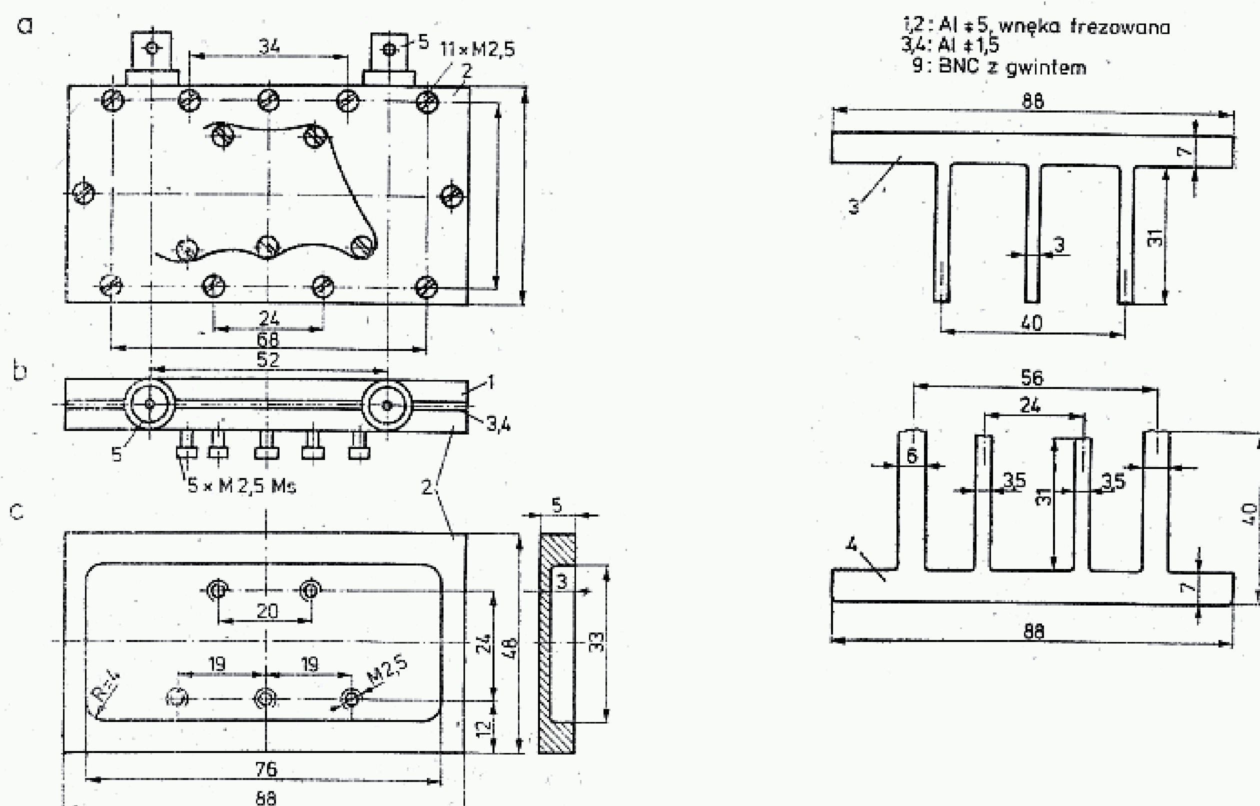
wiercenia przestrzeń między palcami wypełnia się kawałkiem plasteliny. Po założeniu dalszych śrub M3 wierci się otwory pod złącza BNC, a następnie gwintuje. Złącza BNC mają gwint 3/8" lub M10×0,5.

Po oczyszczeniu całości pobielamy cyną końce skrajnych palców (specjalna pasta). Po powtórnym złożeniu, lecz bez jednej pokrywy, końce złączy BNC dolutowuje się do palców 7,5 mm i zakłada pokrywę. Przy zachowaniu wszystkich wymiarów z dokładnością do 0,3 mm otrzyma się charakterystykę jak na rys. 3.62d.

Jeśli w wyniku błędów wykonawczych charakterystyka wypadnie poza pasmem, to można ją skorygować albo skręcając pilnikiem końce rezonatorów, albo wydłużając je przez podpiłowanie podstawy (poz. *7*, *8*). W praktyce dostrojenie nie jest potrzebne.

3.7.5.6 Filtr pięcioogniwowy paskowy 2304 MHz

Filtr ten (rys. 3.63), opisany także przez DK2VF, składa się z dwóch pokryw wewnątrz wyfrezowanych frezem palcowym ∅ 8 na głębokość 3 mm. Rezonatory wycięte są piłką z blachy Al o grubości 1,5 mm. Dalsze postępowanie jest podobne jak



3.63. Filtr 5-obwodowy 2304 MHz wg DK2VF

w poprzednio opisanym filtrze. Do dostrajania służą wkręty mosiężne M2,5 wkręcane w pokrywę (2). Luzy we wkrętach eliminuje się kawałkiem sprężynującego drutu (spinacz biurowy). Na rysunku 3.62d pokazano charakterystyki przenoszenia obu filtrów. Filtr 3-obwodowy 1296 MHz ma B_3 = 100 MHz, A_p = 0,6 dB, zaś 5 obwodowy 2304 MHz ma B_3 = 120 MHz i A_p = 1,0 dB. Filtry te stosowane na wejściu tłumią szumy na częstotliwości lustrzanej.

3.7.5.7 Filtry interdigitalne MKF

DL3NQ opisuje w UKW Berichte 2/1977 filtry 3- i 5-obwodowe dla pasm 23,13 i 9 cm. Filtry te mają wybitnie prostą konstrukcję. Elementami składowymi są: prostokątna rura aluminiowa, pręty okrągłe, wkręty M5, M4, M3 i dwa złącza N, SMA lub BNC. Wymiary rury H, W i G nie są optymalne dla budowy filtru, lecz są wymiarami rury handlowej. Rezonatory wykonane są z prętów mosiężnych lub aluminiowych. Miedziowanie prętów zmniejsza tłumienie o 0,2 dB, a miedziowanie wnętrza rury aluminiowej o dalsze 0,4 dB. Filtr Nr 5a o wymiarach jak Nr 5, lecz cały Al ma $A_p = 0{,}95$ dB, $B_3 = 58$ MHz i A_z o 1 dB mniejsze.

Uzyskanie podanych w tablicy h parametrów wymaga szczególnie dobrego styku rezonatorów z podstawą. Dla uzyskania zakresu przestrajania o 144 MHz potrzebny jest większy zakres zmiany pojemności końcowej. W tym celu na końcu rezonatora wiercone są otwory ∅ 6 mm, w które wchodzą wkręty M5 (rys. 3.64c). W końcu skrajnych rezonatorów włożone są rurki mosiężne od długopisów i do nich dolutowane są końce złącza BNC. Rurki te są umocowane w rezonatorach wkrętami dociskowymi M3. Długości i średnice poszczególnych rezonatorów oraz odległości między rezonatorami podane są w tablicy 3.7.1.

Porównując parametry filtru Nr 1 i Nr 2 można zauważyć, że zwiększenie odległości między rezonatorami wywołuje słabsze sprzężenie, wzrost tłumienia A_p z 0,5 dB do 1,2 dB przy jednoczesnym wzroście selektywności: B_3 maleje z 62 MHz do 30 MHz, a B_{50} z 190 MHz do 75 MHz. Jeszcze większą selektywność dają filtry 5-obwodowe Nr 3 i 4.

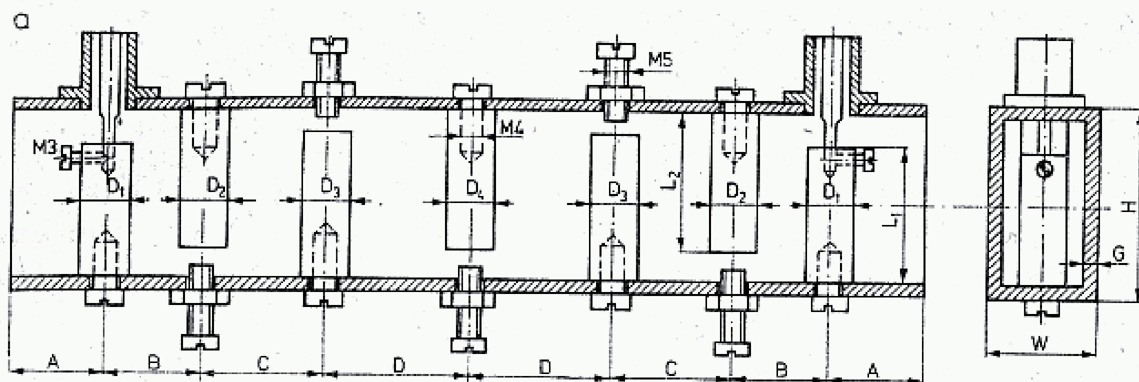
W torze odbiorczym 1296 MHz z $f_p = 28$ MHz dla stłumienia sygnału lustrzanego wystarczy filtr Nr 1, gdyż osłabi go o około 20 dB. W torze nadawczym SSB dla stłumienia heterodyny 1268 MHz o 40 dB potrzebny jest filtr Nr 2, a nawet 5-obwodowy Nr 3 lub 4.

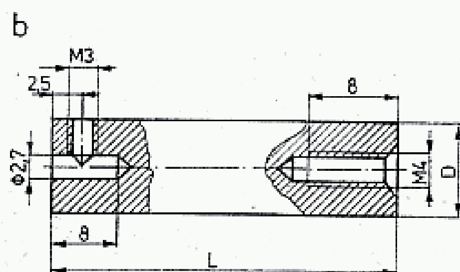
3.7.5.8 Filtr interdigitalny pięcioobwodowy 2304 MHz

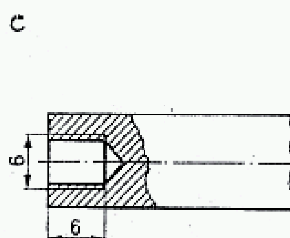
Filtr ten (rys. 3.65), był zaprojektowany przez DL7QY (patrz p. 1 rozdz. 3.7.5). Przy obliczeniach komputerowych ustalane są najważniejsze wymiary, mające bezpośredni wpływ na charakterystykę filtru. Konkretne rozwiązania konstrukcyjne zależą od wykonawcy.

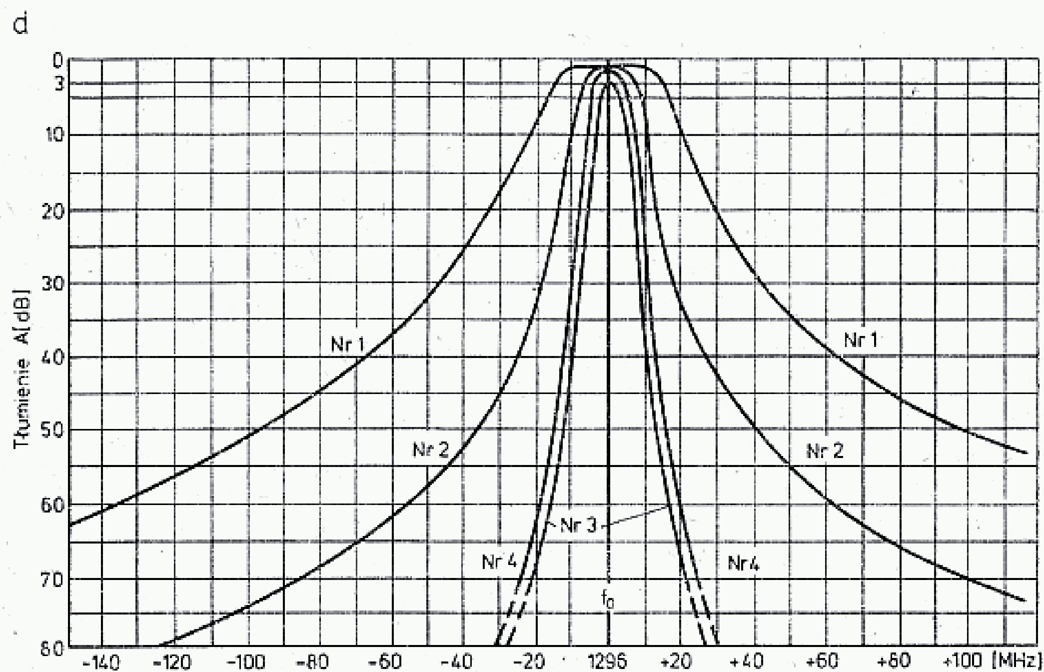
Filtr ma następujące parametry obliczeniowe (rys. 3.44 i 3.59): $f_d = 2300$ MHz, $f_g = 2350$ MHz, $f_{zd} = 2200$ MHz, $f_{zg} = 2450$ MHz, $A_p = 0{,}56$ dB, $\Delta A_p = 0{,}3$ dB, A_z przy f_{zd} i f_{zg} ponad 64 dB, $A_r = 24$ dB, $B_3 = 2{,}42\,\%$, liczba stopni $N = 5$, dobroć bez obciążenia $Q_n > 1911$, $Z_{we} = Z_{wy} = 50\ \Omega$. Przy posrebrzeniu rezonatorów uzyskuje się $Q = 1982$. Długość elektryczna $l_e = 60°$, pojemności końcowe $K_1 = 0{,}47$ pf, $K_2 = 0{,}46$ pF, długość fizyczna rezonatora $l = 21{,}48$ mm, średnica $d_1 = 3{,}6$ mm, materiał Cu. Wymiary wewnętrzne $H \times B \times L = 12 \times 23{,}7 \times 68{,}4$ mm, odległości $S_0 = 7{,}2$ mm, $S_{12} = 13{,}02$ mm, $S_{23} = 13{,}95$ mm, średnice przyłącza $d_2 = 2{,}1$ mm, odległość $l_a = 2{,}49$ mm.

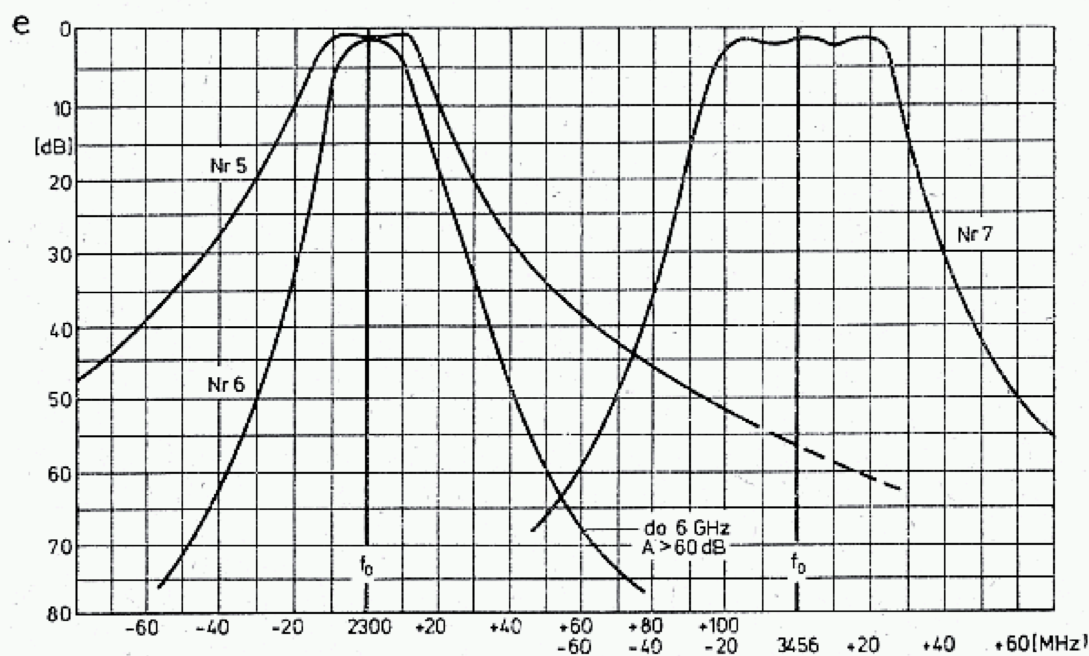
Elementami dostrojczymi są wkręty M4 ze sfazowanym cylindrycznie końcem na długości 3 mm. Pojemności K otworzone są przy szczelinach około 0,14 mm.


a
M3
M4
M5
D_1
D_2
D_3
D_4
L_1
L_2
H
G
W
A
B
C
D


b
M3
2,5
8
Φ2,7
M4
D
8
L


c
6
6


d
Tłumienie A[dB]
0
3
10
20
30
40
50
60
70
80
Nr 1
Nr 1
Nr 2
Nr 2
Nr 3
Nr 4
Nr 4
f_0
-140
-120
-100
-80
-60
-40
-20
1296
+20
+40
+60
+80
+100 [MHz]


e
0
10
[dB]
20
30
40
50
60
70
80
Nr 5
Nr 6
Nr 7
do 6 GHz
A > 60 dB
f_0
f_0
-60
-40
-20
2300
+20
+40
+60
+80
+100
-60
-40
-20
3456
+20
+40
+60 [MHz]

f

	1296	2304	3456
H	60	40	30
W	34	30	30
G	3	4	3
L_1	47,0	25,0	17,0
L_{2-4}	48,5	26,0	15,3
D_1	15,0	12,0	12,0
D_{2-4}	wg tablicy		

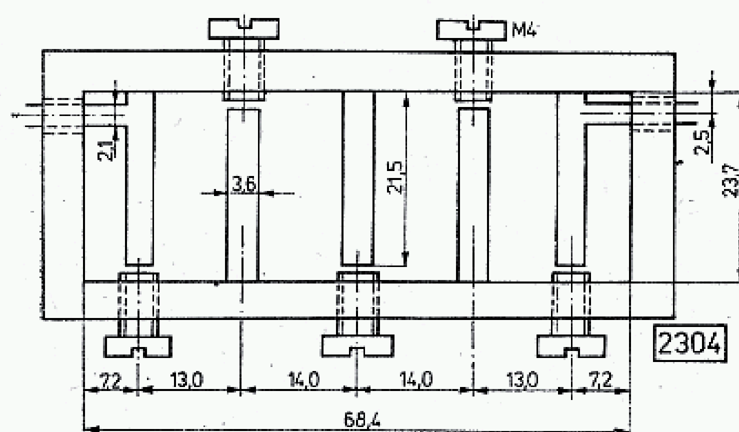
g

Nr	f_0	A	B	C	D	D_2	D_3	D_4
1	1296	43	24	43	—	10	11	—
2		36	29	50	—	10	12	—
3		36	28	51	56,5	11	11	12
4		36	28	51	56,5	12	12	15
5	2304	40	21	39	—	9	9	—
6		26	20	38	42	9	9	10
7	3456	25	23,5	42,5	47	10	10	11

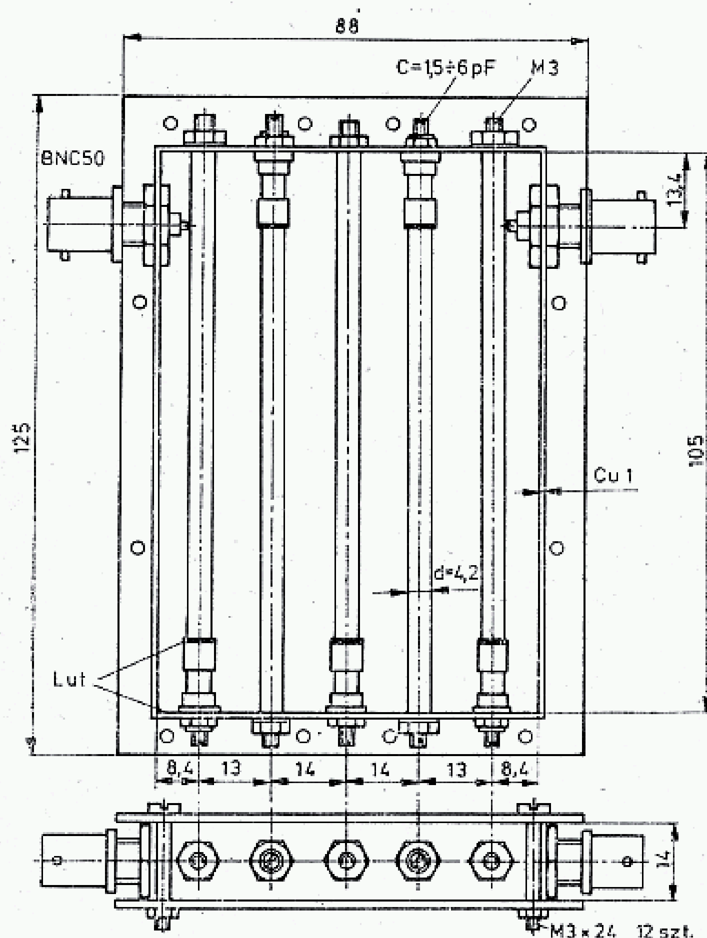
h

	f_0 MHz	B_3 MHz	Tłumienie A[dB] przy: f_0	$f_0 \pm 28$ MHz	$f_0 \pm 56$ MHz	$f_0 \pm 144$ MHz
1	1296	62	0,5	17	35	62
2		30	1,2	42	61	>100
3		14	2,2	80	>80	>100
4		17	1,8	76	>80	>100
5	2304	56	0,5	19	38	63
6		34	0,9	44	75	>90
7	3456	96	1,0	14	54	>90

3.64. Rodzina filtrów interdigitalnych MKF wg DL3NQ



3.65. Filtr 5-obwodowy 2304 MHz wg DL7QY



3.66. Filtr 5-obwodowy 432 MHz wg SP6LB

3.7.5.9 Filtr interdigitalny pięcioobwodowy 432 MHz

Na podstawie metody podanej przez DL7QY w Dubus 3/1981 autor przeliczył i zweryfikował u DL7QY filtr dla pasma 432 MHz o dużej selektywności. Wymiary filtru podane są na rysunku, a parametry obliczeniowe wynoszą: $f_0 = 433$ MHz, $f_d = 427{,}7$ MHz, $f_g = 437{,}0$ MHz, $f_{zd} = 409{,}1$ MHz, $f_{zg} = 455{,}6$ MHz, $B = 10{,}48$ MHz, $\Delta A_p = 0{,}5$ dB, $A_p = 0{,}93$ dB, $A_z = 63$ dB, $A_r = 24$ dB, $Q_n = 1152$, $d = 4{,}2$ mm, $l_e = 52{,}5°$, $l = 105$ mm z trymerami rurkowymi, $l_a = 13{,}4$ mm, $K_2 = 3{,}26$ pF, $K_1 = 3{,}36$ pF, wnęka o wymiarach $14 \times 105 \times 70{,}8$ mm, $Z_0 = 50\ \Omega$. Pręty miedziane zakończone gwintem M3 przykręcane są do prostokątnej ramki z blachy miedzianej.

Obwód ramki zlutowany jest w jednym rogu po stronie kondensatora. Wierzch i spód wnęki tworzą dwie pokrywy z laminatu o grubości 1,5 mm. Są one przykręcone za pomocą 12 wkrętów M3×24 śrubami na zewnątrz wnęki. Jeśli zastosować pręty ∅ 6 mm, to wysokość wnęki $h = 3{,}33\ d$ i odległości wyniosą: $S_{12} = 13$ mm, $S_{23} = 14$ mm zaś $S_{01} = 0{,}6\ h$, $l_a = 13{,}4$ mm.

3.8 Filtry pasmowe LC

3.8.1 Zastosowanie filtrów

Filtry pasmowe LC występują:
— w układach odbiorczych w torach pośredniej częstotliwości,
— w obwodach oscylatorów i mieszaczy jako filtry oczyszczające sygnał właściwy od harmonicznych i niepożądanych produktów mieszania i to zarówno w torach nadawczych, jak i odbiorczych.

Filtry pasmowe są niezbędnym elementem współczesnego selektywnego odbiornika o dużej dynamice i nadajnika nie emitującego niepożądanych sygnałów.

Teorię prostych filtrów pasmowych oraz ich opisy można znaleźć w łatwo dostępnej literaturze [4, 5, 6, 30, 31, 32].

3.8.2 Rodzaje filtrów pasmowych LC

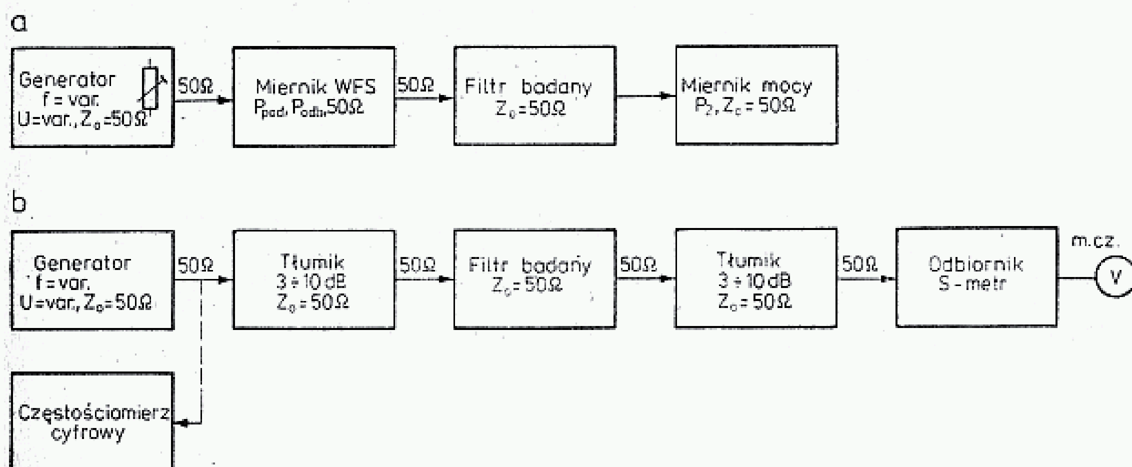
W torach p.cz. i po generatorach o stałej częstotliwości stosowane są filtry wąskopasmowe, natomiast filtry szerokopasmowe występują w układach oscylatorów przestrajanych i we wzmacniaczach pasmowych w członach nadawczych i odbiorczych. Filtry opisuje się charakterystyką w sposób podany w rozdziale 3.7.1 (rys. 3.44). Filtr może mieć wszystkie obwody nastrojone na tę samą częstotliwość (filtr synchroniczny) lub celowo rozstrojone w określony sposób, co pozwala na uzyskanie większej stromości zboczy (filtry wielorezonansowe, filtry asynchroniczne).

Istnieją różne, często mało przystępne metody obliczania filtrów i z tego powodu większość amatorów korzysta z opisów wykonanych filtrów dla określonych warunków. Nieświadoma adaptacja takich filtrów dla innych warunków kończy się często niepowodzeniem. Jak już wyjaśniono w rozdz. 3.7.1, filtr wielorezonansowy może mieć wierzchołek maksymalnie płaski (filtr Butterwortha) lub

zafalowany (Czebyszewa). Obecnie wymaga się od filtrów znacznej selektywności, z czym wiąże się formowanie stromości zboczy charakterystyki. Stromość zboczy charakterystyki przenoszenia filtru określa się tzw. współczynnikiem prostokątności (ang.: *Side Slope*; niem.: *Flankensteilheit*). Jest to stosunek szerokości pasma przenoszenia u podstawy charakterystyki lub na określonym poziomie tłumienia B_z do pasma przepustowego B_p:

$$K = B_z/B_p \tag{3.106}$$

Szerokość pasma B_z może być traktowana jako $B_z = f_{zg} - f_{zd}$ lub przyjęta umownie na poziomie $A_z = 50$ dB (lub 60 dB). Szerokość pasma przepustowego B_p może być określana między punktami charakterystyki, w których poziom sygnału spada o 3 dB, zaś w filtrach o stromych zboczach $B_p = f_g - f_d$, gdzie f_g i f_d odpowiada punktom przegięcie charakterystyki (rys. 3.44). Liczba przy znaku B (np. B_3, B_{50}) oznacza przy jakim poziomie tłumienia wyznaczana jest szerokość pasma. Odpowiednio do tego K_{50} będzie oznaczało współczynnik prostokątności B_{50}/B_p, najczęściej B_{50}/B_3. Współczynnik K jest zawsze większy od jedności, lecz im ta wartość jest mniejsza, tym filtr ma bardziej strome zbocza. Mała wartość K, a więc strome zbocza wcale nie muszą oznaczać dużego tłumienia w pasmie zaporowym, gdyż zależy ono od kilku parametrów filtru. Z reguły małej wartości K towarzyszą znaczne rezonanse uboczne w niewielkiej odległości od f_{zd} i f_{zg}. Na rysunku 3.67 pokazano schemat blokowy układu do badania i strojenia filtrów.



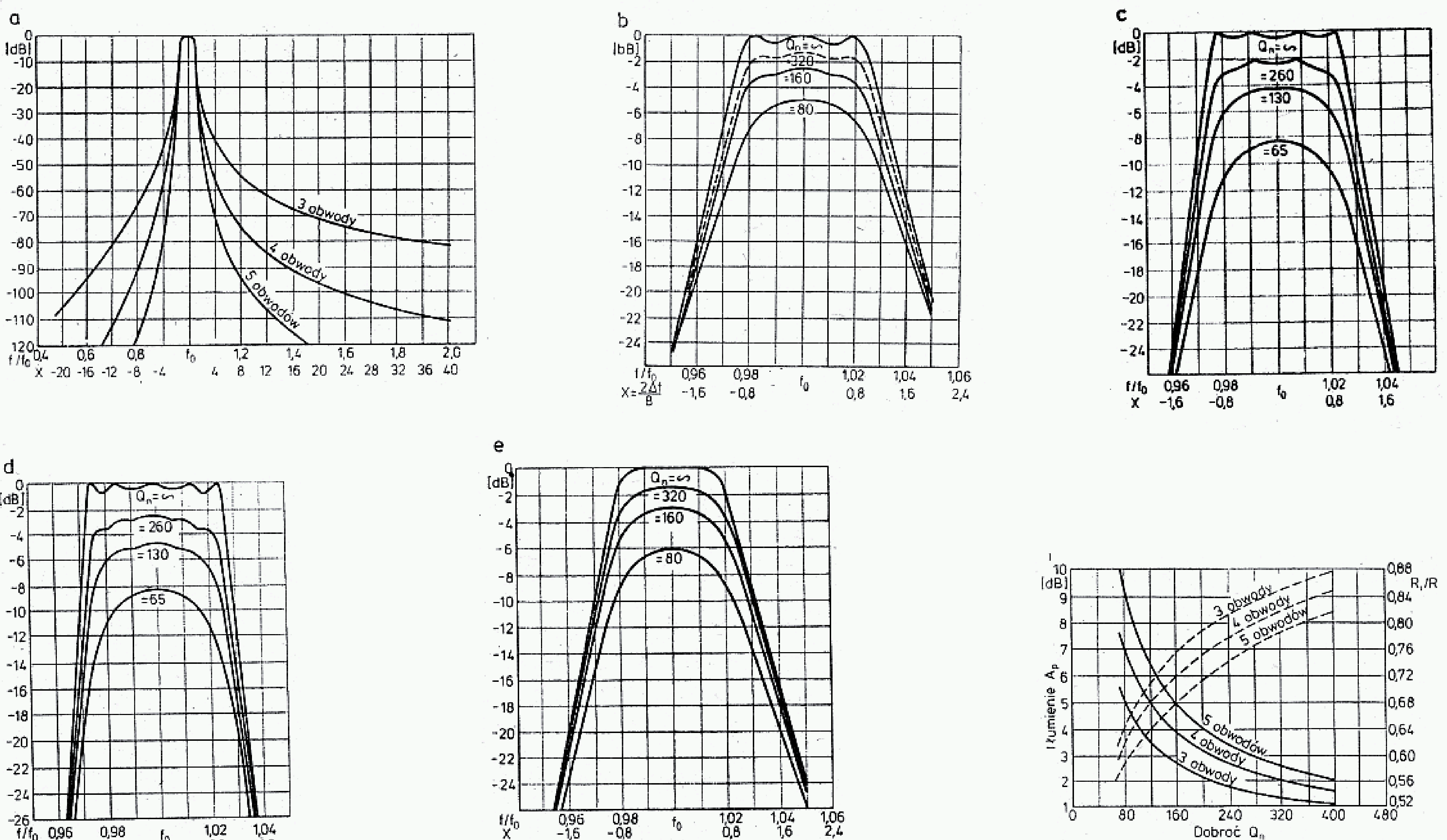
3.67. Podstawowe układy do badania filtrów
a — metodą uproszczoną przydatną przy strojeniu, b — metodą dokładną stosowaną przy badaniu charakterystyk

3.8.3 Metoda obliczeń filtrów Czebyszewa

Częstotliwość obliczeniową filtrów szerokopasmowych można określić z zależności:

$$f_0 = \sqrt{f_g \cdot f_d} \tag{3.107}$$

gdzie: f_g i f_d odpowiadają granicznym częstotliwościom pasma przepustowego. W filtrze Butterwortha odpowiadają one spadkowi o 3 dB, w filtrze Czebyszewa punktom o poziomie A_p, od których następuje stały spadek poziomu przenoszenia (rys. 3.44a). Zgodnie z 3.34 $B = f_g - f_d$. Tłumienie obwodu rezonansowego $d = B/f_0$ w filtrach określa względną szerokość pasma $b = d$, wyrażoną czasem w procentach, czyli $b_{\%} = \dfrac{B}{f_0} 100\%$.



3.68. Charakterystyki filtrów wielorezonansowych sprzężonych pojemnościowo

a — ogólne charakterystyki filtrów 3-, 4- i 5-obwodowych Czebyszewa, b — wierzchołek charakterystyki filtru 3-obwodowego dla różnych dobroci Q, c — wierzchołek charakterystyki filtru 4-obwodowego, d — wierzchołek charakterystyki filtru 5-obwodowego, e — porównawczy wierzchołek charakterystyki filtru 3-obwodowego Butterwortha, f — tłumienie w pasmie przepuszczania A_p [dB] filtrów 3-,5-obwodowych w zależności od dobroci filtru oraz stosunek rezystancji wejściowej R_t do projektowej D filtru, uwzględniający transformację przez ogniwa LC filtru

Przy obliczaniu filtru Czebyszewa należy wyznaczyć indukcyjności, pojemności oraz dobroci poszczególnych ogniw filtru [30]. Ponieważ sterowanie dobrocią ogniw jest bardzo trudne w warunkach amatorskich, przyjmuje się, że wszystkie cewki mają jednakowe indukcyjności L i dobroci Q_L, a zmiennym elementem są pojemności. Ponadto przyjmuje się, że filtr jest symetryczny i odwracalny, tzn., że impedancje wejścia i wyjścia są sobie równe, przy czym nie muszą mieć one koniecznie wartości 50 Ω. W filtrach Czebyszewa zakłada się wielkość zafalowania ΔA_p najczęściej poniżej 1 dB. W praktyce nie można spełnić obliczonych warunków, tj. pojemności, indukcyjności i dobroci z dokładnością do 0,1% i z tych powodów w dalszych opisach przyjęto przypadek gorszy, dopuszczający większe indukcyjności niż obliczone, a pojemności sprzęgające nieco mniejsze (do 10%). Jeśli rzeczywiste wartości będą bliższe wymaganym, to uzyskane ΔA_p będzie bliższe założonemu; podobnie jest z współczynnikiem prostokątności K i tłumieniem zaporowym A_z. W przypadku zmniejszenia dobroci Q_n zawęzi się pasmo B, powiększy A_p i K, zaś A_z zmieni się niewiele, lecz filtr taki może być nadal wystarczająco dobry.

Na rysunku 3.68a pokazano pełną charakterystykę filtru Czebyszewa 3-, 4- i 5-obwodowego z zafalowaniem $\Delta A_p = 1$ dB przy założeniu, że $b = 5\%$, zaś na rys. 3.68b, c, d wierzchołki charakterystyki w powiększonej skali dla filtrów 3-, 4- i 5-obwodowych, przy kilku dobrociach (jednakowych) poszczególnych obwodów, dla przypadku gorszego. Podane krzywe mogą być stosowane z wystarczającą dokładnością dla $b = 3$—8%. Na rysunkach zastosowano podwójne wymiarowanie zmiany częstotliwości: częstotliwość względną, nazywaną znormalizowaną f/f_0 oraz względne odchylenie w jednostkach szerokości pasma B

$$x = \frac{f-f_0}{\frac{f_g-f_d}{2}} = \frac{2\Delta f}{B} \tag{3.108}$$

gdzie: f — częstotliwość w punkcie badanym,

f_0 — częstotliwość środkowa (p. zależność 3.115),

B — szerokość pasma $= f_g - f_d$,

Δf — odchylenie od częstotliwości środkowej.

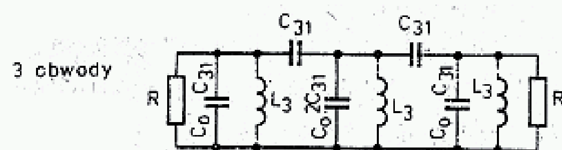
Dla $\Delta f = f_g - f_0$ względne odchylenie $x = +1$, dla $\Delta f = f_d - f_0$ $x = -1$. Z analizy rysunków 3.68 wynika (rys. 3.68a), że na skutek sprzężenia tylko pojemnościowego charakterystyka filtru jest niesymetryczna (por. rys. 3.39), lecz dla filtru 5-obwodowego uzyskuje się znaczne tłumienie A_z ponad 80 dB przy odstrojeniu od f_0 do 0,9 f_0 (−10%) lub do 1,15 f_0 (+15%), zaś współczynnik prostokątności $K_{60} = 3{,}4{:}1$. Z rysunków 3.68 b c, i d wynika, że dobroć obwodu ma duży wpływ na kształt wierzchołka charakterystyki.

Dla dobroci wynoszącej około $Q = 160$ zafalowania zanikają, lecz zbocza są nadal bardziej strome niż w przypadku filtru Butterwortha, pokazanego dla przykładu na rys. 3.68e. Z tych powodów obecnie w praktyce odchodzi się od stosowania filtrów Butterwortha, a stosuje się filtry Czebyszewa, w których można zakładać tym większe zafalowanie ΔA_p, im mniejszą dobroć mają stosowane obwody.

Na rysunkach 3.68b, c i d można odczytać wartości tłumienia filtru w pasmie przepustowym A_p, w zależności od dobroci obwodów Q_n. Dokładniejsze wartości

można odczytać z rys. 3.68f. Można przyjąć przybliżoną regułę, że przy dobroci $Q_n = 160$ tłumienie A_p obliczone w dB równa się liczbie obwodów.

Obliczanie filtrów o układach pokazanych na rys. 3.69a÷c przeprowadza się stosując proste wzory. We wzorach przyjęto następujące jednostki: f — [MHz], L — [μH], C — [pF], R — [kΩ]. Najpierw oblicza się indukcyjność L, jednakową

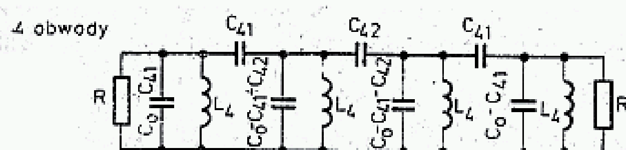


$C_0 = \frac{25330,3}{f_0^2 \cdot L}$ [pF, MHz, μH]

$L_3 = \frac{78,6 \cdot b \cdot R}{f_0}$ [μH, kΩ, MHz]

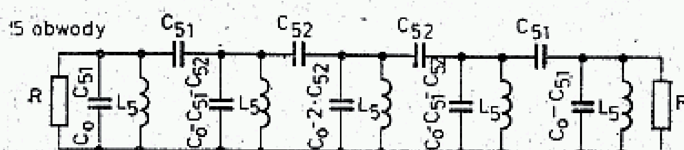
$C_{31} = \frac{227}{f_0 \cdot R}$

$C_{r1} = C_0 - C_{31}$; $C_{r2} = C_0 - 2C_{31}$



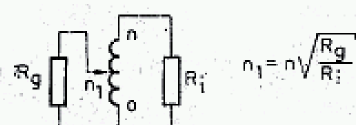
$L_4 = \frac{76,5 \cdot b \cdot R}{f_0}$

$C_{41} = \frac{225}{f_0 \cdot R}$; $C_{42} = \frac{206}{f_0 \cdot R}$

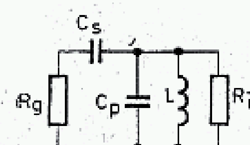


$L_5 = \frac{74,5 \cdot b \cdot R}{f_0}$

$C_{51} = \frac{223}{f_0 \cdot R}$; $C_{52} = \frac{188}{f_0 \cdot R}$



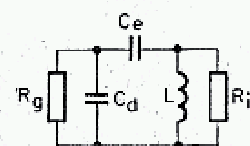
$n_1 = n\sqrt{\frac{R_g}{R_i}}$



$X_{cs} = \sqrt{R_g(R_i - R_g)}$

$C_p = C_r - C_s$

C_r – pojemność rezonansowa



$X_{cd} = R_g\sqrt{\frac{d}{R_g - d}}$

$X_{ce} = e \cdot R_i - \sqrt{d(R_g - d)}$

3.69. Filtry Czebyszewa

a, b, c — filtry 3-, 4- i 5-obwodowe, d — sprzężenie transformujące autotransformatorowe, e, f — transformacje pojemnościowe.

dla wszystkich obwodów danego filtru, oznaczaną L_3, L_4 i L_5 w zależności od rzędu filtru:

$$L_3 = \frac{78,6 \cdot b \cdot R}{f_0}, \quad L_4 = \frac{76,5 \cdot b \cdot R}{f_0}, \quad L_5 = \frac{74,5 \cdot b \cdot R}{f_0} \tag{3.109}$$

gdzie: $b = B/f_0$.

Dalej oblicza się pojemność sprzęgającą C_s:

$$C_{31} = \frac{227}{f_0 R}, \quad C_{41} = \frac{225}{f_0 R}, \quad C_{42} = \frac{206}{f_0 R}, \quad C_{51} = \frac{223}{f_0 R};$$

$$C_{52} = \frac{188}{f_0 R} \tag{3.110}$$

Pojemność rezonansową C_0 obwodu oblicza się ze wzoru 3.19c:

$$C_0 = \frac{25330,3}{f_0^2 \cdot L} \tag{3.111}$$

Pojemności poprzeczne w obwodzie mają wartości C_0 pomniejszone o pojemność wzdłużną (szeregową) w sposób pokazany na rys. 3.69a—c, czyli $C_{p1} = C_0 - C_{31}$, $C_{p1} = C_0 - C_{41}$, $C_{p2} = C_0 - C_{41} - C_{42}$ itd.

Wzór (3.109) można przekształcić do wygodnej do analizy postaci:

$$L = \frac{78{,}6 \cdot b \cdot R}{f_0} = \frac{78{,}6 \cdot B \cdot R}{f_0^2} = \frac{78{,}6 \cdot R}{f_0 \cdot Q} \tag{3.109a}$$

Stąd wynika, że przy danej rezystancji obciążenia R, jednakowej po obu stronach filtru, powiększenie szerokości pasma B wymaga zwiększenia indukcyjności L. Zgodnie z zależnościami (3.28), (3.29) i (3.31) równoważna rezystancja strat R_s określa dobroć obwodu Q_n. Powiększenie reaktancji powoduje powiększenie rezystancji strat R_s, z tego wynika, że stosunek R_s do R określa tłumienie przepustowe A_p i kształt charakterystyki. Jeśli przyjąć $b = 2{,}5\%$, to przy dobroci $Q_n = 160$ można stosować krzywą odpowiadającą $Q_n = 80$ dla $b = 5\%$, pokazaną na rys. 3.68b—d. Dla innych wartości b lub Q można stosować interpolację. Zmiana dobroci Q ma wpływ na charakterystykę praktycznie dla A_z do -30 dB.

3.8.4 Przykłady obliczeń

Przykład: Obliczyć filtr po oscylatorze o $f_0 = 10$ MHz przestrajanym w zakresie $B = 500$ kHz przy rezystancji źródła i obciążenia $R = 5$ kΩ.

1. Dla filtru 3-obwodowego otrzymamy: $b = B/f_0 = 0{,}5/10 = 0{,}05$ $L_3 = 78{,}6 \cdot b \cdot R/f_0 = 78{,}6 \cdot 0{,}05 \cdot 5/10 = 1{,}965$ μH, $C_{31} = 227/f_0 \cdot R = 227 : (10 \cdot 5) = 4{,}54$ pF, $C_0 = 25330{,}3/(f_0^2 \cdot L) = 25330{,}3/(10^2 \cdot 1{,}965) = 128{,}9$ pF. Pojemność poprzeczna (równoległa) wynosi odpowiednio: na skrajach: $128{,}9 - 4{,}54 = 124{,}37$ pF, w środku $128{,}9 - 2 \cdot 4{,}54 = 119{,}83$ pF.

2. Dla filtru 4-obwodowego otrzymuje się analogicznie: $L_4 = 1{,}913$ μH, $C_0 = 123{,}45$ pF, $C_{41} = 4{,}5$ pF, $C_{42} = 4{,}12$ pF oraz pojemności krańcowe 127,95 pF i środkową 123,83 pF.

3. Dla filtru 5-obwodowego będzie: $L_5 = 1{,}863$ μH, $C_0 = 136{,}0$ pF, $C_{51} = 4{,}46$ pF, $C_{52} = 3{,}76$ pF oraz pojemności: 131, 54 pF, 127,78 pF i środkowa 128,48 pF.

4. Przeliczając filtr 3-obwodowy z przykładu 1. dla $R = 50$ Ω otrzymamy: $L_3 = 19{,}65$ nH, $C_{31} = 454$ pF, $C_0 = 12891$ pF.

Otrzymane teoretyczne wartości dają filtr o charakterystykach lepszych od pokazanych na rys. 3.68a—d, lecz w praktyce są stosowane wartości przybliżone, z dokładnością do 10%, choćby z powodu dużych trudności z pomiarem dokładniejszym od 2%. Poza tym poszczególne obwody zamykane są w ekranach, które także wpływają na wartości L i C obwodu, zmniejszając L i zwiększając C. Przyjmujemy więc:

$$C_{31} = C_{41} = C_{51} = 4{,}2 \text{ pF}$$

zaś

$$C_{42} = 3{,}9 \text{ pF i } C_{52} = 3{,}3 \text{ pF}, \ L = 2\ \mu\text{H i } C_0 = 126{,}6 \text{ pF},$$

a więc pojemności 120 pF i równoległy trymer lub mały kondensator. Zmniejszenie pojemności sprzęgającej zwiększa tłumienie A_z niewiele wpływając na ΔA_p, zwiększe-

nie L zmniejsza A_z i ΔA_p. Jednocześnie zwiększenie L i zmniejszenie pojemności sprzęgających sprowadza filtr Czebyszewa do filtru Butterwortha (rys. 3.68b i e). Działanie przeciwne ma skutek odwrotny, zwiększa ΔA_p i A_z. Zmniejszenie dobroci powoduje zaokrąglenie wierzchołka charakterystyki (rys. 3.68b—e).

W przypadku elementów LC bezstratnych impedancja wejściowa wszystkich filtrów z nieparzystą liczbą obwodów jest równa rezystancji obciążenia przy częstotliwości f_0. Impedancja widziana przez źródło prądowe (kolektor tranzystora) zasilająca wejście filtru, jest równa połowie rezystancji R, tj. rezystancji obliczeniowej źródła i obciążenia. Impedancja wejściowa w zakresie pasma B zmienia się w stosunku aż do 2:1. Największa występuje przy częstotliwości odpowiadającej szczytowi zafalowania, a więc przy f_0. Filtry parzyste, np. 4-obwodowe mają przy f_0 dolinę zafalowania i najmniejszą wartość impedancji wejściowej. Do obliczeń przyjmuje się średnią wartość impedancji wejściowej.

Tłumienie w pasmie określa stosunek napięcia wejściowego od wyjściowego filtru dla częstotliwości, przy której występuje szczyt zafalowania. Wartość tego tłumienia dla filtru Czebyszewa z dokładnymi wartościami L i C podano na rys. 3.68f.

3.8.5 Rezystancje i transformacje

W przypadku stosowania filtru między stopniami wzmacniacza, stopień sterujący (ang. *driver*) pracuje przy obciążeniu złożonym z jego rezystancji wewnętrznej, do której dołączona jest równolegle dopasowana rezystancja wejściowa filtru, np. przy filtrze $R = 5$ kΩ dopasowanym do drivera jest on obciążony rezystancją 2,5 kΩ.

Przykład: Filtr 3-obwodowy (rys. 3.68b) $Q = 80$ dołączony jest do drivera o wzmocnieniu 20 dB przy obciążeniu 2,5 kΩ. Przy częstotliwości f_0 $A_p = 5$ dB i wzmocnienie wypadkowe po filtrze wyniesie $20-5 = 15$ dB. Z wykresu na rys. 3.68a można odczytać że przy częstotliwości $0{,}8 \cdot f_0$ tłumienie $A_z = 67$ dB. Wzmocnienie wypadkowe przy tej częstotliwości wyniesie $20-67 = -47$ dB. Względna różnica poziomu między f_0 i $0{,}8 \cdot f_0$ wyniesie $-67+5 = -62$ dB.

Rezystancja źródła R jest tworzona przez rezystancję drivera i wynosi, np. dla tranzystora ze wspólnym emiterem $R = 1/h_{22e}$, natomiast pojemności: wyjściowa i rozproszone dodaje się do pojemności końcowej filtru i powinny być przy wykonastwie uwzględniane.

W przypadku, gdy rezystancja źródła lub obciążenia nie jest równa rezystancji obliczeniowej R, stosuje się transformację rezystancji. Na rysunku 3.69d, e, f pokazano trzy sposoby transformacji. Można je stosować dla obu końców filtru przy założeniu dopasowania do czystej rezystancji. Rezystancja wejściowa filtru R_i jest mniejsza od rezystancji zaprojektowanej R, a jej stosunek w zależności od Q_n pokazano na rys. 3.68f. R_g jest rezystancją generatora, która ma być dopasowana przez transformację, X_t jest reaktancją cewki przy częstotliwości f_0, pomniejszoną o reaktancję dołączonego kondensatora sprzęgającego.

Sprzężenie przez odczep na cewce (rys. 3.69d) zakłada brak strumienia rozproszenia (współczynnik sprzężenia równy 1) i jest słuszna dla transformatorów

nawiniętych na rdzeń pierścieniowy z równomiernie rozłożonym uzwojeniem. Rdzenie z ferrytu o małej przenikalności powinny mieć co najmniej 75% długości rdzenia pokryte zwojami. Duże odstępy i pozostawienie dużej przerwy między początkiem i końcem uzwojenia zmniejsza współczynnik sprzężenia i obniża dobroć Q_L.

Przy transformacji pojemnościowej (rys. 3.69e i f) korzystne jest przyjęcie stałych wartości C_s i C_d oraz dostrajanie trymerami C_p i C_e. Obwód na obu końcach filtru musi być zawsze w rezonansie przy f_0. Przy transformacji indukcyjnej lub pojemnościowej z C_d i C_e (rys. 3.69d i f) obwód, dla częstotliwości poza pasmem, przedstawia małą impedancję, zaś obwód z C_s i C_p (rys. 3.69e) impedancję dużą.

W przypadku, gdy filtr jest włączany między antenę a wejście odbiornika, lub między driver i obciążenie, których parametry są mało dokładnie znane, to dla zachowania właściwości filtru, należy włączyć dodatkowy tłumik w sposób podany na rys. 3.67b. Sposób obliczania tłumików podany jest w rozdziale 3.13. Transformacja z małej wartości R_g na dużą R_t powoduje powiększenie napięcia na wejściu, natomiast transformacja dużej wartości R filtru na małą obciążenia R_0 powoduje zmniejszenie napięcia. Zmiany te są proporcjonalne do pierwiastka ze stosunku rezystancji, np. $\sqrt{R_t/R_g}$.

Przykład: Filtr 3-obwodowy, dobroć $Q_n = 160$. Z rysunku 3.68f wyznacza się $A_p = 2{,}6$ dB, $R_t = 5 \cdot 0{,}748 = 3{,}74$ kΩ. Jeśli przyjąć $R_g = 50\ \Omega$, to $R_t/R_g = 3{,}74/0{,}05 = 7{,}48$ i napięcie jest obniżone do wartości $1/\sqrt{7{,}48} = 0{,}365$, czyli o $-8{,}74$ dB. W uzupełnieniu do poprzedniego przykładu można obliczyć wzmocnienie napięciowe: $20-2{,}6-8{,}74 = +8{,}66$ dB.

3.8.6 Transformacja pojemnościowa

Transformację pojemnościową można zrealizować w dwóch układach (rys. 3.69e lub f).

Układ C_s/C_p

Reaktancja kondensatora sprzęgającego w układzie C_s/C_p wynosi:

$$X_{Cs} = \sqrt{R_g(R_t - R_g)} \tag{3.112}$$

gdzie: R_g — rezystancja generatora,

R_t — rezystancja wejściowa obliczona dla danego Q_n z rysunku 3.68f.

Dla obliczonego X_{Cs} wyznacza się $C_s = 159155/(f_0 \cdot X_{Cs})$ według wzoru (3.3) i na tej podstawie przyjmuje najbliższą wartość znormalizowaną C_s'. Oblicza się wartość pojemności rezonansowej równoległej pierwszego obwodu C_r, uwzględniając pojemność sprzęgającą między pierwszym i drugim obwodem, tj. C_{31}, C_{41} itd.

$$C_r = C_0 - C_{31} \tag{3.113}$$

gdzie: C_0 — obliczone wg wzoru (3.110), C_{31}, C_{41} itd. wg wzoru (3.111).

Na pojemność C_r przy transformacji składają się pojemności $C_p + C_s$, skąd:

$$C_p = C_r - C_s \tag{3.114}$$

Przykład: $Q_n = 160$, $R_g = 50\ \Omega$, $R_t = 3{,}74$ kΩ.

$X_{Cs} = \sqrt{50(3740-50)} = 429{,}5\ \Omega$, $C_s = 37{,}1$ pF, przyjmuje się $C_s = 39$ pF. $C_0 = 126{,}6$ pF,

$C_{31} = 4{,}2$ pF, stąd $C_r = 126{,}6-4{,}2 = 122{,}4$ pF oraz $C_p = 122{,}4-39 = 83{,}4$ pF. Należy zastosować pojemność 75 pF+trymer 5÷10 pF.

W układzie C_d/C_e pokazanym na rys. 3.69f reaktancja $X_L = 2\pi f_0 L$ jest zmniejszana przez reaktancję kondensatora sprzęgającego między pierwszym i drugim obwodem (C_{31}, C_{41}), stąd reaktancja wejściowa wynosi:

$$X_i = \frac{X_{31} \cdot X_L}{X_{31}+X_L} \tag{3.115}$$

przy czym w filtrze 4- i 5-obwodowym przyjmuje się odpowiednio X_{41} i X_{51}. W dalszych obliczeniach podstawia się wartości rzeczywiste znormalizowane szeregiem E12 lub E24. Oblicza się wyrażenie pomocnicze e i d:

$$e = \frac{R_i X_i}{R_i^2+X_i^2} \qquad d = eX_i \tag{3.116}$$

a następnie reaktancję X_{Cd} i X_{Ce}

$$X_{Cd} = R_g \sqrt{\frac{d}{R_g-d}}, \qquad X_{Ce} = e \cdot R_i - \sqrt{d(R_g-d)} \tag{3.117}$$

i pojemności C_d i C_e.

Pojemność C_e można także obliczyć ze wzoru przybliżonego

$$C_e = \frac{C_r \cdot C_d}{C_d-C_r} \tag{3.118}$$

gdzie: C_r określone jest wzorem (3.113), a C_d zależnością (3.117).

Obszerny opis innych układów transformacji i dopasowania można znaleźć w literaturze, np. w [33].

Przykład: $L = 2$ μH, $X_L = 125{,}6\ \Omega$ przy $f_0 = 10$ MHz, $C_{31} = 4{,}2$ pF (przykład 1.), $X_{Cs1} = 3789\ \Omega$, $X_i = 129{,}9\ \Omega$, $e = \dfrac{3{,}74 \cdot 129{,}9}{3{,}74^2+129{,}9^2} = 0{,}03469$, $d = 0{,}03469 \cdot 129{,}9 = 4{,}51$,

$X_{Cd} = 50\sqrt{\dfrac{4{,}51}{50-4{,}51}} = 15{,}74\ \Omega$, $C_d = 1011$ pF, $X_{Ce} = 0{,}03469 \cdot 3740 - \sqrt{4{,}51(50-4{,}51)} = 115{,}4$ Ω, $C_e = 137{,}9$ pF.

Jak widać, dostrojenie do rezonansu można przeprowadzić trymerem 10÷25 pF dołączonym równolegle do kondensatora 120 pF, co tworzy razem pojemność C_e.

3.8.7 Uwagi końcowe

Uzyskanie tłumienia $A_z > 90$ dB wymaga zamknięcia każdego obwodu w osobnej sekcji. Mogą być one wykonane z laminatu z przykrywkami elektrycznie uszczelnianymi paskiem sprężynującej blachy. Jedyne otwory to przepusty kondensatorów sprzęgających. Cewki na rdzeniach pierścieniowych przy tak dużym tłumieniu A_z wymagają także ekranowania, przy czym ekran powinien być odległy od cewki co najmniej na grubość rdzenia. Cewki należy polakierować cienką warstwą lakieru bezbarwnego dla ochrony przed zmianą położenia i wpływem wilgoci. Gruba war-

stwa lakieru może pogorszyć Q_L. Cewki na rdzeniu można unieruchamiać w przegrodach za pomocą gąbki poliuretanowej. Kondensatory srebrzone mikowe powinny być jak najwyższej jakości ($Q_C > 1000$). W czasie strojenia filtr należy zasilać przez tłumiki (rys. 3.67b). Każdy obwód zwiera się rezystorem 0,25 W o rezystancji obliczeniowej R. Wtedy można otrzymać małą dobroć, co umożliwia strojenie trymerem przy f_0 na maksimum sygnału. Jeśli w zestrojonym układzie występują małe pojemności poprzeczne, to udział pojemności rezystorów jest duży. Z tego powodu po zestrojeniu rezystory o wartości R zastępuje się rezystorami o rezystancji kilka $M\Omega$, lecz podobnej konstrukcji.

3.9 Filtry piezoelektryczne

3.9.1 Wiadomości wstępne

Selektywność współczesnych odbiorników zależy przede wszystkim od selektywności filtrów pośredniej częstotliwości. W czasach, gdy filtry kwarcowe były trudno dostępne i mało znane stosowano dwie przemiany częstotliwości, a w sprzęcie UKF nawet trzy przemiany. Ostatnia częstotliwość pośrednia, w zakresie 50 do 150 kHz pozwalała na wykonanie filtrów LC z dostatecznie wąskim pasmem i z wystarczająco dobrym współczynnikiem prostokątności. Filtry takie można zaprojektować na podstawie informacji podanych w rozdziale poprzednim (3.8).

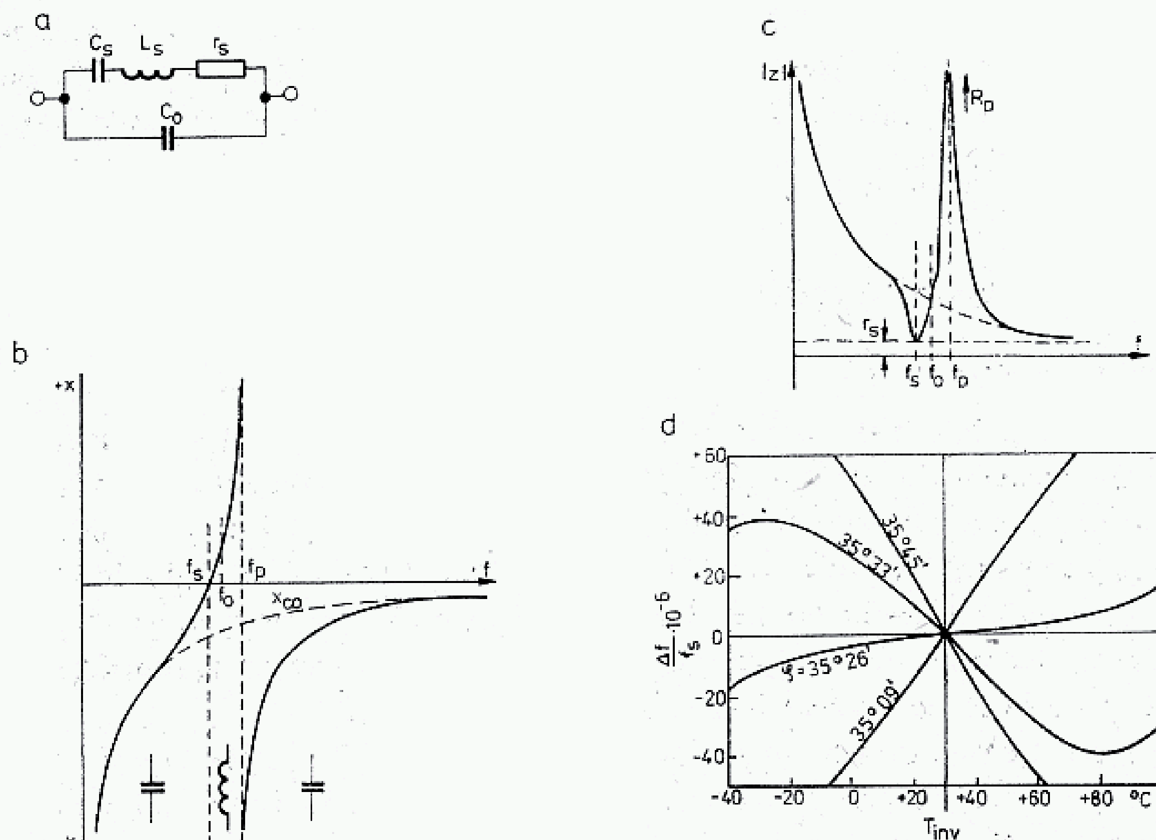
Niedostateczna dobroć obwodów rezonansowych LC nie pozwala na uzystanie wąskiego pasma B przy obecnie stosowanych częstotliwościach pośrednich, wynoszących 5÷40 MHz, a uzyskanie dobrej prostokątności charakterystyki przenoszenia wymaga tworzenia długiego łańcucha obwodów, z czym wiąże się znacznie tłumienie A_p. Do odbioru SSB pasmo filtru powinno wynosić $B = 2{,}4$ kHz, co przy $f_0 = 9$ MHz wymaga $Q_n = 9000/2{,}4 = 3750$, a do odbioru CW przy $B = 500$ Hz wartość Q_n powinna wynosić około 18 000. Dobroci takie mają rezonatory kwarcowe i dlatego za ich pomocą można budować filtry wąskopasmowe nawet w zakresie do 90 MHz

Filtry kwarcowe produkowane fabrycznie są dość drogie, często przekraczają 10% wartości urządzenia i dlatego amatorzy wykonują takie filtry we własnym zakresie wykorzystując posiadane rezonatory kwarcowe. Metoda prób i błędów często nie doprowadza do uzyskania dobrego filtru, gdyż problem jest bardziej złożony niż w filtrach LC. Z tych powodów dalej podano podstawowe wiadomości teoretyczne konieczne dla świadomego konstruowania filtrów kwarcowych. Obszerniejsze informacje, w tym wyprowadzenia wzorów, uzasadnienia i opisy można znaleźć w literaturze specjalistycznej [34, 45].

3.9.2 Rezonator kwarcowy

W filtrach i oscylatorach piezoelektrycznych stosuje się obecnie prawie wyłącznie rezonatory kwarcowe, choć można oczekiwać, że wkrótce będą one częściowo wyparte przez znacznie tańsze rezonatory z piezoceramiki. Budowa, właściwości i parametry rezonatorów kwarcowych opisano obszernie w literaturze [43].

Na rysunku 3.70a pokazano podstawowy obwód zastępczy rezonatora kwarcowego. Pojemność C_s i indukcyjność L_s są wielkościami dynamiczynmi, wynikającymi ze zjawiska piezoelektrycznego, r_s — rezprezentuje straty w rezonatorze i doprowadzeniach, C_0 jest pojemnością statyczną rezonatora i oprawki.



3.70. Charakterystyki rezonatora kwarcowego:

a — zastępcze dynamiczne pojemności C_s i indukcyjności L_s, rezystancja strat r_s oraz pojemność statyczna C_0, b — zależność reaktancji układu a od częstotliwości, c — zależność modułu impedancji $|Z|$ od częstotliwości z rezystancjami strat przy rezonansach r_s i R_p, d — względna zmiana częstotliwości rezonatora o cięciu AT przy zmianach temperatury dla różnych kątów cięcia (różnice wynoszą części stopnia)

W rezonatorze kwarcowym bezstratnym ($r_s = 0$) wyróżnia się dwie częstotliwości charakterystyczne: rezonansu szeregowego $L_s C_s$, oznaczaną f_s i rezonansu równoległego układu L_s, C_s i C_0, oznaczaną f_p. Przy częstotliwości rezonansu szeregowego f_s reaktancja $X_s = 0$:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}}, \quad f_s = \frac{159{,}155}{\sqrt{L_s C_s}} \quad [\text{MHz}, \mu\text{H}, \text{pF}] \tag{3.119}$$

Przy częstotliwości rezonansu równoległego $X_p = \infty$:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s \frac{C_s C_0}{C_s + C_0}}}, \quad f_p = \frac{159{,}155}{\sqrt{L_s \frac{C_s C_0}{C_s + C_0}}} \quad [\text{MHz}, \mu\text{H}, \text{pF}] \tag{3.120}$$

Na rysunku 3.70b pokazano przebieg reaktancji X w funkcji częstotliwości. Reaktancja ta poniżej f_s i powyżej f_p jest ujemna, a więc ma charakter pojemnościowy. W przedziale między f_s i f_p reaktancja jest dodatnia, czyli reprezentuje indukcyjność. W rzeczywistych rezonatorach straty powodują, że przy częstotliwości f_s

rezonator przedstawia sobą rezystancję r_s, a przy częstotliwości f_p rezystancję R_p. Między tymi rezystancjami zachodzi zależność:

$$R_p \cong \frac{1}{(2\pi f_s C_0)^2 r_s} \tag{3.121}$$

Na rysunku 3.70c pokazano przebieg modułu impedancji $|Z|$ w zależności od częstotliwości. Szczyt impedancji Z odpowiadający f_0 nazywany jest *biegunem* (ang.: *pole*).

Dobroć rezonatora Q określana jest podobnie jak w zależności (3.20)

$$Q = \frac{\omega_s L_s}{r_s} = \frac{1}{\omega_s C_s r_s} \tag{3.122}$$

Względne rozstawienie częstotliwości rezonansowych wynosi:

$$\frac{f_p}{f_s} = \sqrt{1 + \frac{C_s}{C_0}} \cong 1 + \frac{C_s}{2C_0} \tag{3.123}$$

zaś bezwzględne rozstawienie

$$\Delta f = f_p - f_s = f_s \frac{C_s}{2C_0} \tag{3.124}$$

i jak widzimy zależy od pojemności rezonatora C_s i C_0.
Częstotliwość bieguna można wyrazić następująco:

$$f_p = f_s + \Delta f = f_s\left(1 + \frac{C_s}{2C_0}\right) \tag{3.125}$$

Częstotliwość środkowa, czasami podawana jako znamionowa, przy dużej wartości Δf podawana jest jako średnia geometryczna (3.107) $f_0 = \sqrt{f_s \cdot f_p}$, zaś przy małej wartości Δf można przyjąć średnią arytmetyczną $f_0 = \frac{1}{2}(f_s + f_p)$. Dokładna analiza [43] wykazuje, że w rezonatorze stratnym częstotliwości rezonansów ($X = 0$ i $X = \infty$) oraz minima i maksima Z różnią się nieco od f_s i f_p. Odchylenia te są tym mniejsze, im większa jest dobroć Q i im większy jest stosunek pojemności C_s/C_0. Częstotliwość f_s jest dla każdego rezonatora indywidualną funkcją temperatury T i dlatego konieczne jest podawanie temperatury T [°C], przy której zmierzono częstotliwości rezonansów. Sposób zmiany częstotliwości przy zmianach temperatury zależy od rodzaju cięcia kryształu kwarcu. Obecnie najczęściej spotykane są rezonatory z cięciem AT, charakteryzujące się małym wpływem temperatury na częstotliwość f_s. Charakter zmiany częstotliwości, podawany jako $(\Delta f/f) \cdot 10^{-6}$ lub $\Delta f/f$ ppm[1] zależy od kąta cięcia i przy cięciu AT ma on przebieg zbliżony do krzywej trzeciego stopnia (rys. 3.70d) z punktem przegięcia przy temperaturze inwersji T_{inw}.

Temperatura inwersji w poszczególnych rezonatorach zawiera się w granicach 22 do 33 °C. Przy innych cięciach, np. X, $X+5°$, BT, CT, DT, charakterystyki zbliżone są do paraboli z minimum w przedziale temperatur $0 \div 60$°C. Rezo-

[1] ppm = części na milion, czyli $\times 10^{-6}$.

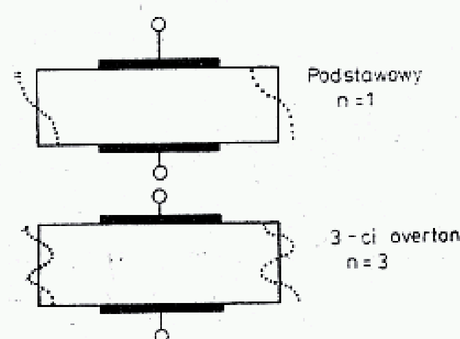
natory, których minimum współczynnika $\Delta f/f$ wypada w temperaturach wyższych od otoczenia powinny pracować w termostacie. Dobre termostaty utrzymują wyznaczoną temperaturę z dokładnością do $\pm 0,1°C$, umożliwiając uzyskanie stałości częstotliwości 10^{-7} do 10^{-8}.

Tablica 3.9.1

Parametry rezonatorów kwarcowych o cięciu AT

Rodzaj drgań	Rodzaj płytki	Zakresy częstotliwości [MHz] HC6/U	HC25/U	HC35/45	C_0 [pF]	C_s [pF]	Q_4 $\times 10^4$	r_s [Ω]
	dwuwyp.	0,75—1,5			3—7	8	>10	100—500
Podst.	płask, wyp.	1,5 — 3	1,7—5,2		4—7	10	>10	200
Podst.	płaski	2— 20	4,5—20	10—20	5—7	20	>5	10—100
3-harm.	płaski	18— 80	20— 90	27—90	5—7	2	400/f	20
5-harm.	płaski	40—130	40—150	50—125	5—7	0,6—0,8	500/f	40
7-harm.	płaski	70—150	70—150	70—175	5—7	0,3—0,4		100
9-harm.	płaski	150—200	150—200	150—200	5—7	0,2—0,3		150

Rezonatory w oprawkach HC35/45+ mają C_0 i C_s o połowę mniejsze, a r_s 1,5 do 2 razy większe. Dopuszczalne obciążenie HC6/U i HC25/U do 2 mW, dla HC35/45 mniejsze od 1 mW.



3.71. Sposób wzbudzenia drgań grubościowo-ścinających przy wzbudzeniu podstawowym ($n = 1$) i overtonowym ($n = 3$)

W tablicy 3.9.1 zestawiono parametry rezonatorów kwarcowych cięcia AT przy pracy na częstotliwości podstawowej i przy częstotliwościach harmonicznych (overtony). Jak z tablicy wynika, pojemność C_0 nie zależy od częstotliwości, zaś pojemność C_s przy pracy na harmonicznych znacznie maleje. Można przyjąć, że pojemność dynamiczna szeregowa C_s n-tej nieparzystej harmonicznej wynosi:

$$C_{sn} \cong C_{s1}/n^2 \tag{3.126}$$

gdzie: C_{s1} — pojemność szeregowa na częstotliwości podstawowej.

Częstotliwość rezonansu podstawowego f_s jest odwrotnie proporcjonalna do grubości płytki rezonatora. Na przykład przy cięciu AT i $f_0 = 30$ MHz płytka ma grubość 55 μm. Drgania płytki mają charakter grubościowo-ścinający (rys. 3.71a). Przy wzbudzeniu na n-tej harmonicznej tworzy się n warstw drgających w przeciwfazie. Na przykład przy $n = 3$ $f_s = 90$ MHz, grubość warstwy wynosi tylko 18 μm. Warstwy zewnętrzne, silniej tłumione, są jakby pogrubione metalem elektrod, skutkiem tego częstotliwość trzeciego overtonu f_{s3} jest mniejsza od $3 f_s$. Różnica ta dochodzi do 0,3%. Stopień anharmonii przy wyższych overtonach jest mniejszy

i znając częstotliwość dokładną 5-go overtonu f_{s5} można określić np. f_{s9} z zależności $f_{s9}/f_{s5} = 9/5$. Rezonatory mogą być wzbudzane tylko na nieparzystych harmonicznych (overtonach) aż do 13. jednak należy unikać tak wysokich overtonów, gdyż niewielkie zmiany warunków termicznych lub obwodu wymuszającego wysoki overton mogą spowodować skokową zmianę częstotliwości w wyniku przeskoczenia do pracy na niższym overtonie, np. z 13. na 11.

Rezonatory poza rezonansami właściwymi mają wiele rezonansów pasożytniczych o różnym stopniu aktywności. Są to drgania innego rodzaju niż założone, lub drgania innych części płytki będące wynikiem defektów powstałych w czasie produkcji. W dobrych rezonatorach rezonanse pasożytnicze powinny występować w odległości co najmniej 10% w stosunku do częstotliwości znamionowej. W tanich rezonatorach niższej klasy rezonanse pasożytnicze mogą występować już w odległości 3‰. Rezonanse pasożytnicze o dużej aktywności występują często w rezonatorach odrzuconych przez producenta. Stosowanie takich rezonatorów wymaga szczególnej ostrożności, a przede wszystkim stabilizacji warunków pracy i wzbudzenia, zaś w układach filtrów raczej nie powinny być stosowane.

Częstotliwość rezonatora i rezystancja strat zależą od stopnia wzbudzenia. Przy wzroście poziomu wzbudzenia częstotliwość nieco maleje, zaś rezystancja rośnie. Wrażliwość jest przeważnie niewielka, choć zdarzają się egzemplarze rezonatorów o dużej wrażliwości. Może to być spowodowane między innymi defektami w napylonej powłoce srebrnej lub złotej elektrody, powstałymi w czasie wytwarzania lub w czasie użytkowania w wyniku przeciążenia mocą w.cz. Rezonatory takie mają nieliniową charakterystykę przenoszenia w funkcji wysterowania i mogą być źródłem generującym harmoniczne. Nieliniowości te są jednak zazwyczaj bardzo małe i harmoniczne w normalnych warunkach obciążenia nie przekraczają -80 dB. Normalny poziom wzbudzenia wynosi $0{,}1 \div 5$ mW i jest podawany przez producenta w kartach katalogowych. Na przykład rezonatory w oprawkach HC6/u i HC25u mają dopuszczalną moc 5 mW, a przy pracy overtonowej do 2 mW, lecz przy oprawkach HC35/45 i innych miniaturowych moc strat nie powinna przekraczać 1 mW. Prądy i napięcia w czasie rezonansu odpowiadają mocy pozornej $S = Q \cdot P$ [V, A], co przy $Q = 100000$ i $p = 2$ mW odpowiada $S = 200$ VA. Z drugiej strony zbyt małe obciążenie (<1 μW) utrudnia wzbudzenie rezonatora, gdyż nie dająca się uniknąć niejednorodność styku metal-kryształ powoduje pewne tłumienie, które musi być pokonane dla wprowadzenia kryształu w drgania. Jest to sprawa szczególnie istotna w oscylatorach, gdzie elementem aktywnym jest układ CMOS.

W pierwszym okresie po wyprodukowaniu rezonatora występuje zazwyczaj wzrost częstotliwości wynoszący 10 do 20 ppm, lecz po kilkumiesięcznej eksploatacji zmiany nie przekraczają ± 2 ppm na miesiąc. Wielkość tych zmian zależy od czystości rezonatora oraz wnętrza oprawki i może być zmniejszona po zastosowaniu procesu wstępnego starzenia. Najlepsze pod tym względem są rezonatory zamykane w bańce próżniowej, następnie zamykane w oprawce na zimno, napełnione gazem obojętnym. Rezonatory w niehermetycznych oprawkach w wyniku okluzji gazów po dłuższym nieużywaniu nieco obniżają f_s, by po jakimś czasie pracy wrócić do wartości pierwotnej. Wszelkie metody podawane w czasopismach amatorskich, takie jak: zmiany częstotliwości przez wycieranie gumką, pocieranie srebrem, a szczególnie

jodowanie należy uznać jako bardzo prymitywne. Rezonatory tak modyfikowane już w krótkim czasie zmieniają f_s, nawet o 100 ppm. W czasie jodowania na powierzchni srebra tworzy się jodek srebra AgJ, który zwiększa masę elektrod, obniżając tym samym f_s. Pozostałe w oprawce pary jodu po jakimś czasie także wiążą się ze srebrem, powodując dalsze obniżenie f_s. Przy zagrzaniu się płytki w czasie pracy ustala się inny stan równowagi i część jodu z elektrod sublimuje i osiada na ścianach oprawki, skutkim czego f_s rośnie.

Jedyną dopuszczalną metodą jest galwaniczne nanoszenie — pogrubianie powłoki czystego srebra w kąpieli cjanowej lub jej lekkie rozpuszczanie. Stosuje się typowe roztwory kąpieli cjanowej do srebrzenia, z tym że prądy powinny wynosić kilka miliamperów, a czas kilka sekund.

Szczególnie ostrożnie należy postępować przy zdejmowaniu powłoki dla zmniejszenia jej grubości, gdyż nadmierne jej ścienienie znacznie powiększa r_s i zmniejsza Q, a w końcu prowadzi do przerwania ciągłości powierzchni przewodzącej, co powoduje bezpowrotne zniszczenie rezonatora. Częstym źródłem niestabilności rezonatorów jest pogorszenie styku doprowadzeń z napyloną elektrodą w wyniku silnego udaru mechanicznego (upuszczenie) lub długotrwałych wibracji. Wiele wycofanych z eksploatacji rezonatorów w oprawkach HC6u i HC25 wykazuje skokowe zmiany f_s, wywołane wyżej wymienionymi uszkodzeniami.

Przy budowie filtrów należy dysponować zbiorem kilku rezonatorów o tej samej częstotliwości nominalnej, a odchylenia f_s i f_p korygować metodami przeciągania podanymi w następnym rozdziale.

3.9.3 Pomiar parametrów rezonatora

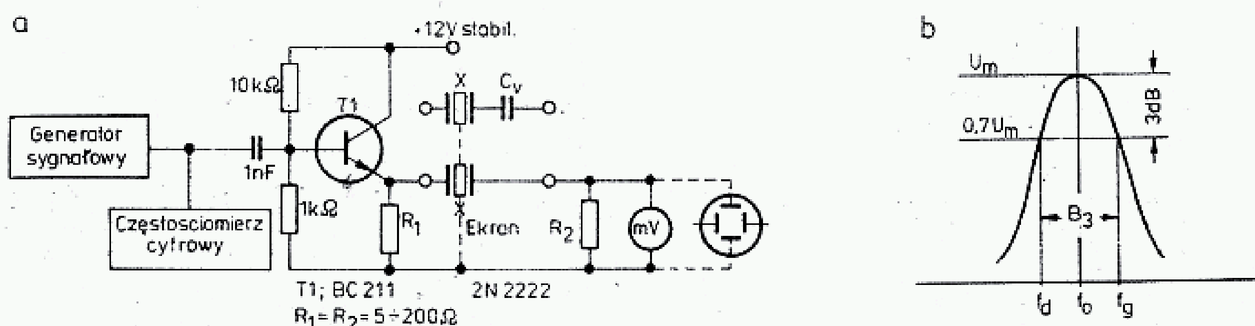
Pojemność statyczną C_0 mierzy się miernikiem małych pojemności przy częstotliwości znacznie mniejszej od f_s. Pomiar ten jest łatwy do przeprowadzenia, wymaga jednak miernika o dostatecznej rozdzielczości przy pomiarach w zakresie $2 \div 10$ pF.

Pomiar f_s i f_p przeprowadza się w specjalnych generatorach samowzbudnych wskazanych przez producenta. Opisano je dalej, w rozdziale o generatorach. Częstotliwości rezonansów można także określić z dostateczną dokładnością mierząc ekstremalne wartości impedancji Z. Stosuje się kilka układów opartych na tej samej zasadzie.

Układ łatwy do wykonania przez amatora pokazano na rys. 3.72. Generator w.cz. z precyzyjnym przestrajaniem częstotliwości i cyfrowym pomiarem częstotliwości, o rozdzielczości wynoszącej co najmniej 100 Hz zasila tranzystor T w układzie wtórnika emiterowego. Można przyjąć, że wtórnik emiterowy przedstawia sobą generator o rezystancji wewnętrznej równej rezystancji R_1. Do takiego generatora dołącza się szeregowo: impedancję rezonatora Z i rezystancję obciążenia R_2. Napięcie w.cz. na R_2 jest mierzone miliwoltomierzem w.cz., oscyloskopem, albo sondą diodową, a przy małych mocach odbiornikiem radiowym. Pojemność wejściowa takiego miernika powinna być bardzo mała, nie większa niż 5 pF.

W czasie płynnej zmiany częstotliwości generatora zmienia się impedancja Z rezonatora jak na rys. 3.70c. Przy częstotliwości rezonansu szeregowego impedancja $Z = r_s$, jest więc bardzo mała, skutkiem czego uzyskuje się maksymalne

napięcie na R_2. Jest ono nieco mniejsze od napięcia na R_1. Przy dalszym zwiększeniu częstotliwości impedancja Z szybko wzrasta, dochodząc do wartości $Z = R_p$ przy częstotliwości f_p. Drugą częstotliwość rezonansową, tj. f_p poznaje się po gwałtownym spadku napięcia na R_2. Częstotliwości maksimum i minimum U_2 odpowiadają z dostateczną dokładnością częstotliwościom f_s i f_p. Nieznaczne poprawki opisano w literaturze [43]. Częstotliwość f_s można jeszcze dokładniej ustalić porównując fazy napięć na R_1 i R_2 za pomocą oscyloskopu dwuśladowego (dwustrumieniowego).



3.72. a — Układ do pomiaru parametrów rezonatora kwarcowego: R_1, R_2 powinny być bezindukcyjne, małej mocy i pojemności, połączenia do rezonatora krótkie, małej indukcyjności, miliwoltomierz o pojemności wejściowej < 5 pF i rezystancji > 10 kΩ, b — Częstotliwości charakterystyczne przy pomiarze rezonatorów

W układzie podanym na rys. 3.72 można zmierzyć także częstotliwości rezonansów pasożytniczych i overtonów. Jeśli rezystancje R_1 i R_2 mają małe wartości, np. 5÷10 Ω, to układ ma dużą dobroć, maksima rysują się ostro, łatwo można obliczyć r_s, lecz napięcie U_2 jest małe. Gdy R_1 i R_2 są duże, np. 100÷200 Ω, to napięcie U_2 jest większe i przez to minima rysują się ostrzej. Przy pomiarach na overtonach i przy dużych pojemnościach C_0 na rezystancji R_2 odkłada się znaczna składowa stała i przyrosty napięcia mogą być względnie małe. Stosuje się wtedy kompensację C_0, przez indukcyjność w sposób opisany w następnych punktach lub zmniejsza wartość R_2.

Znając wartości f_s, f_p i C_0 można obliczyć C_s:

$$C_s \cong \frac{2 \cdot \Delta f}{f_s} \cdot C_0 \tag{3.127}$$

oraz

$$L_s = \frac{1}{\omega^2 C_s} = \frac{1}{8\pi^2 f_s \Delta f C_0} \tag{3.128}$$

gdzie: $\Delta f = f_p - f_s$ (3.124).

Wartość rezystancji szeregowej r_s można wyznaczyć mierząc miliwoltomierzem o małej pojemności napięcia na R_1 i R_2 przy $f_g = f_s$, to jest przy maksymalnej wartości U_2:

$$r_s = R_2\left(\frac{U_1}{U_2} - 1\right) \tag{3.129}$$

Przy większych częstotliwościach na skutek bocznikującego działania C_0 i obciążenia pojemnością wejściową miernika napięcia pomiar jest niezbyt dokładny.

Istnieją metody polegające na pomiarze dobroci Q rezonatorów w układzie i wyznaczania na tej podstawie r_s ze wzoru (3.130). W metodzie tej generator ustawia się najpierw na f_s odczytując maksymalną wartość U_2, po czym przestraja się go w obie strony odczytując częstotliwości f_d i f_g, przy których napięcie U_2 spada o 3 dB, tj. do wartości 0,707 $U_{2\,max}$, lub lepiej zwiększając napięcie generatora o 3 dB i przestrajając go dla znalezienia f_d i f_g, przy których $U_2 = U_{2max}$. Ponieważ $f_g - f_d = B_3$ oraz

$$Q = f_s/B_3 = \frac{1}{\omega_s C_s r}$$

gdzie: $r = r_s + R_1 + R_2$, to uwzględniając zależność (3.127) otrzymujemy, [35]:

$$r_s = \frac{B_3 \cdot 10^6}{4\pi f_s \Delta f C_0} - (R_1 + R_2) \tag{3.130}$$

gdzie: B_3 i Δf — [Hz],

f_s – [MHz],

C_0 – [pF],

r_s, R_1 i R_2 – [Ω].

Przy tego rodzaju pomiarze przyjmuje się małe wartości $R_1 = R_2 = 5 \div 25\,\Omega$. Metoda ta wymaga znajomości C_0 oraz Δf.

Jeśli w podobny sposób wykonać pomiary przy dwóch różnych wartościach rezystancji, najpierw $R_a = R_1 = R_2 = 5 \div 25\,\Omega$, a następnie przy $R_b = R_1 = R_2 = 100 \div 200\,\Omega$ i wyznaczyć dwie szerokości pasma B_a i B_b, to r_s można wyznaczyć ze zredukowanego równania:

$$r_s = \frac{B_b R_a - B_a R_b}{B_b - B_a} \tag{3.131}$$

Wartość r_s można wyznaczyć także metodą podstawiania. W tym celu po wyznaczeniu f_s w układzie pomiarowym i zanotowaniu U_2, wstawia się w miejsce rezonatora rezystor nastawny i nastawia jego wartość, taką by ponownie otrzymać poprzednio zmierzoną wartość U_2, a następnie należy mierzyć omomierzem wartość rezystora nastawnego, która będzie równa r_s.

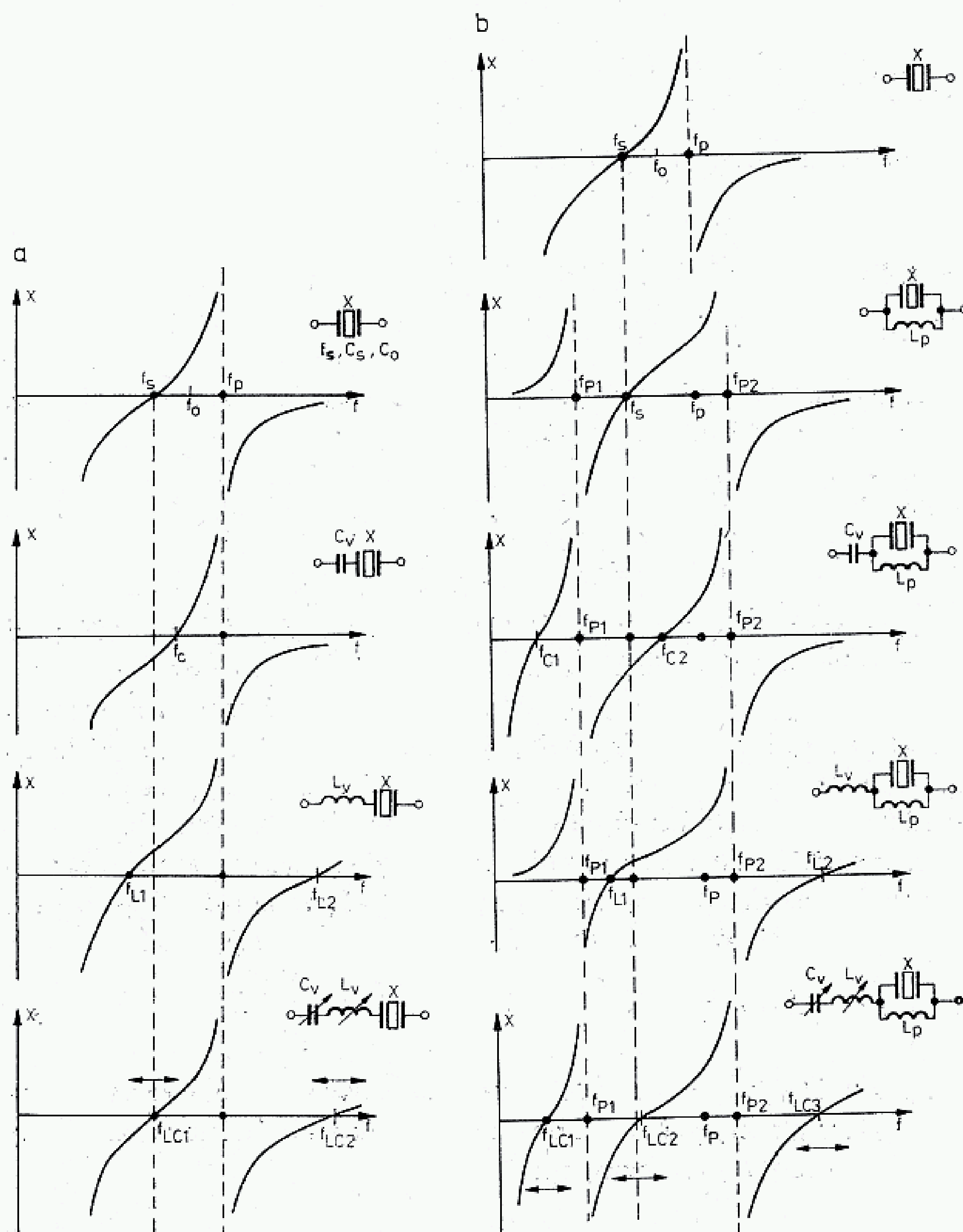
Za pomocą układu z rys. 3.72 można zmierzyć C_s bez znajomości C_0, [43], przez szeregowe włączenie C_v, która powoduje przesuwanie f_s w kierunku f_p. W tym celu dokonuje się trzykrotnego pomiaru częstotliwości rezonansu szeregowego. Pierwszy raz wyznacza się f_s bez kondensatora C_v, za drugim f_{sa} po włączeniu szeregowym $C_{va} = 10$ pF i za trzecim f_{sb} po włączeniu $C_{vb} = 30$ pF. Pojemność dynamiczną C_s uzyskuje się ze wzoru redukcyjnego nie zawierającego C_0:

$$C_s = \frac{2(C_{vb} - C_{va})}{f_s} \cdot \frac{(f_{sa} - f_s)(f_{sb} - f_s)}{f_{sa} - f_{sb}} \tag{3.132}$$

Pomiar ten wymaga wyznaczania częstotliwości z rozdzielczością 10 Hz.

3.9.4 Przeciąganie częstotliwości rezonansowych

Przeciąganie częstotliwości rezonansowych kwarcu stosowane jest zarówno w układach generacyjnych, jak i w filtrach. Stopień przeciągnięcia zależy od połączenia reaktancji przeciągających i parametrów zastępczych rezonatora r_s, C_s i C_0, [44].



3.73. Przebieg reaktancji przy przeciąganiu częstotliwości rezonansowych rezonatora kwarcowego za pomocą szeregowej pojemności C_v, indukcyjności L_v i obwodu C_vL_v

a — rezonator z niekompensowaną pojemnością C_0, b — rezonator z pojemnością C_0 kompensowaną przez L_p

Na rysunku 3.73a pokazano przebieg reaktancji rezonatora, którego częstotliwość jest przeciągana przez szeregowe włączenie kondensatora, cewki lub obwodu rezonansowego. W ogólnym przypadku włączenie szeregowe z rezonatorem reaktancji X_v powoduje przesuwanie częstotliwości rezonansu szeregowego f_s na f_x bez zmiany położenia bieguna f_p:

$$f_x \cong f_s\left[1+\frac{C_s}{2\left(C_0-\frac{1}{\omega_s X_v}\right)}\right] \tag{3.133}$$

włączenie szeregowego kondensatora C_v powoduje podnoszenie częstotliwości f_s na f_c:

$$f_c \cong f_s\left[1+\frac{C_s}{2(C_0+C_v)}\right] \tag{3.134}$$

Włączenie szeregowej indukcyjności L_v powoduje obniżenie częstotliwości rezonansu szeregowego

$$f_L = f_s\left[1-\frac{C_s}{2\left(\frac{C_v}{\omega_s^2 L_v}-C_0\right)}\right] \tag{3.135}$$

W przypadku włączenia szeregowego obwodu $L_v C_v$ można częstotliwość rezonansową przesunąć do dołu i do góry:

$$f_{LC} = f_s\left[1+\frac{C_s}{2\left(C_0-\frac{C_v}{\omega_s^2 L_v C_v-1}\right)}\right] \tag{3.136}$$

Powyższe wzory są dostatecznie dokładne dla przeciągnięć do 1000 ppm (10^{-3}). W przypadku przeciągania za pomocą cewki pojawia się dodatkowa częstotliwość rezonansowa f_{L2}, względnie f_{LC2}. Jest to częstotliwość rezonansu szeregowego indukcyjności L_v lub reaktancji indukcyjnej układu $L_v C_v$ z pojemnością C_0 rezonatora. Wypada ona zazwyczaj znacznie powyżej rezonansu podstawowego, lecz ze zjawiskiem tym należy liczyć się tak w generatorach, jak i filtrach.

Na rysunku 3.73b pokazano przebieg reaktancji rezonatora, którego częstotliwość jest przeciągana dodatkową indukcyjnością L_p włączoną równolegle do C_0. Prowadzi to do powstania dwóch rezonansów równoległych o biegunach:

$$f_{p1,2} = f_s\left(1 \pm \frac{1}{2}\sqrt{\frac{C_s}{C_0}}\right) \tag{3.137}$$

które leżą kilkaset kHz powyżej i poniżej rezonansu podstawowego. Cewka równoległa zwiększa zakres przeciągania i jest ona z reguły tak zwymiarowana, że tworzy z pojemnością statyczną C_0 rezonans, tj.:

$$L_p = \frac{1}{\omega_s^2 \cdot C_0} \tag{3.138}$$

Wzory na przeciąganie są w tym przypadku takie same jak w zależności (3.134÷137) przy założeniu $C_0 = 0$.

Włączenie kondensatora szeregowego C_v powoduje podniesienie częstotliwości na:

$$f_{C2} = f_s\left(1+\frac{C_s}{2C_v}\right) \tag{3.134a}$$

lecz równocześnie pojawia się rezonans szeregowy f_{c1}, poniżej f_{p1}. Włączenie szeregowej cewki L_v powoduje obniżenie rezonansu podstawowego na:

$$f_{L1} = f_s\left(1 - \frac{C_s}{2}\omega_s^2 L_v\right) \tag{3.135a}$$

lecz także pojawia się dodatkowy rezonans szeregowy f_{L2} powyżej f_{p2}. Przy przeciąganiu obwodem szeregowym $L_v C_v$ powstająca nowa częstotliwość

$$f_{LC2} = f_s\left[1 - \frac{C_s}{2}\left(\omega_s^2 L_v - \frac{1}{C_v}\right)\right] \tag{3.136a}$$

może być ustawiona powyżej lub poniżej częstotliwości rezonansu podstawowego. Jednocześnie powstają dwa dalsze rezonanse szeregowe, o częstotliwościach f_{LC1} f_Li $_{C3}$. Wszystkie dodatkowe częstotliwości rezonansowe nie są stabilizowane rezonatorem kwarcowym, lecz są rezonansami pasożytniczymi elementu sprzęgającego oraz C_0 i L_p. Przy znacznych przeciąganiach rezonanse te mogą stanowić istotny problem, gdyż w układach oscylatorów z nieliniowym obciążeniem rezonatora przez wejście tranzystora, mogą wystąpić chwilowe lub trwałe przeskoki na częstotliwości pasożytnicze.

Na rysunku 3.74 pokazano ilościowo zmiany częstotliwości przy przeciąganiu pojemności C_v, zmienianą w przedziale 10÷30 pF, w układach z kompensacją i bez kompensacji C_0. Rezonator kwarcowy o częstotliwości podstawowej $f_s =$ = 10 MHz ma $C_0 = 6$ pF, $C_s = 20$ pF, $r_s = 20\ \Omega$ i dobroć $Q = 39800$. Indukcyjność $L_v = 14{,}62\ \mu$H dobrana jest dla uzyskania rezonansu szeregowego z C_v przy $C_v = 17{,}32$ pF $= \sqrt{10 \cdot 30}$, tj. dla średniej geometrycznej z przedziału przestrajania. Uzyskuje się w ten sposób prawie symetryczny zakres przestrajania f_s. Przeciąganie samą pojemnością C_v daje zmiany w zakresie tylko 347 ppm. Można wprawdzie C_v zmniejszyć nawet do 5 pF, lecz w układach oscylatora powoduje to pogorszenie warunków wzbudzenia na skutek wzrostu rezystancji szeregowej układu r_s'. Układ złożony z szeregowo połączonych C_v i C_0 jest podobny do pokazanego na rys. 3.69e i transformuje on r_s na r_s' w następujący sposób:

$$r_s' = r_s\left(1 + \frac{C_0}{C_v}\right)^2 \tag{3.139}$$

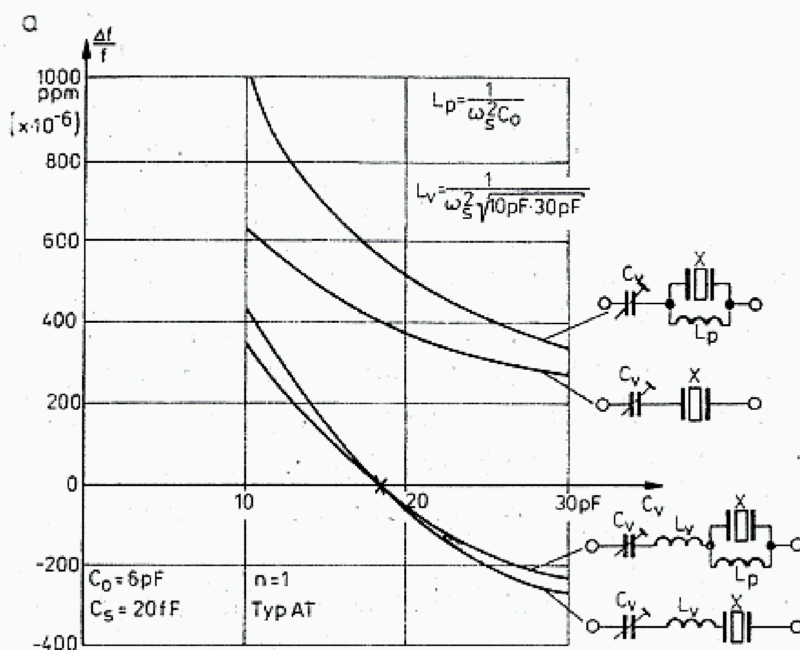
podnosząc rezystancję szeregową r_s przy $C_v = 30$ pF do $r_s' = 28{,}8\ \Omega$, przy $C_v =$ = 10 pF do $r_s' = 51\ \Omega$, a przy $C_v = 5$ pF aż do $r_s' = 96{,}8\ \Omega$.

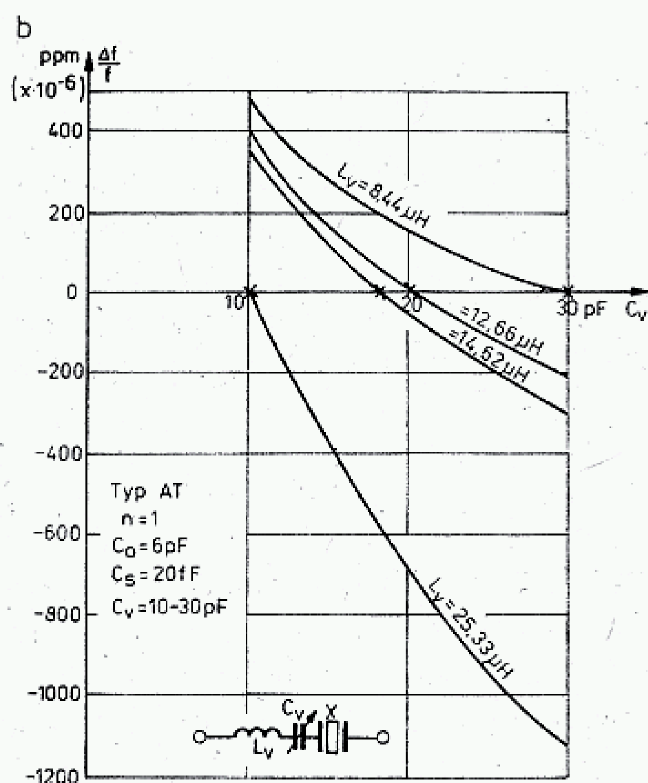
Zwiększenie tłumienia w układzie powoduje wzrost szumów i niestabilności krótkoterminowej oscylatora, mimo że wypadkowa dobroć jest nadal wysoka ($Q' \cong Q = 39800$).

Zastosowanie szeregowego obwodu rezonansowego $L_v C_v$ z $L_v = 14{,}62\ \mu$H powoduje zwiększenie zakresu przestrajania do 622 ppm i jest on symetryczny w stosunku do f_s, a transformacja rezystancji jest mniejsza (23,8 Ω przy 30 pF i 40,6 Ω przy 10 pF). Mała dobroć cewki ($Q_{Lv} = 100$) w porównaniu z dobrocią rezonatora powoduje obniżenie dobroci wypadkowej do 30 800 przy 30 pF i 24 400 przy 10 pF. Ponieważ ten sposób przeciągania jest najczęściej spotykany, na rys. 3.74b pokazano możliwości przeciągania przy innych indukcyjnościach dających

rezonanse z pojemnościami C_v (kolejno 10 pF, 17,3 pF, 20 pF i 30 pF). Można zauważyć, że przy L_v = 25,33 μH, dającej rezonans z C_v = 10 pF uzyskuje się zakres przeciągania 1106 ppm, lecz dobroć takiego układu spada do Q' = 12 500.

Skompensowanie pojemności C_0 przez L_p powoduje zwiększenie zakresu przeciągania przez samą pojemność C_v do 665 ppm, a rezystancja transformowana





3.74. a — Zdolność przeciągania poszczególnych układów ze skompensowaną i nieskompensowaną C_0 przy zmianie C_v w zakresie 10 ÷ 30 pF i indukcyjności L_v = 14,6 μH, dającej rezonans z C_v = 17,3 pF, b — Układ L_vC_v z rys. a dla różnych wartości L_v

r'_s jest niewiele powiększona i zmienia się w przedziale 21,2 do 29,6 Ω, a dobroć Q' = 27 000 do 37 700 (głównie skutkiem małej dobroci cewki Q_{Lp} = 100) jest jednak nadal duża. Wadą tego układu jest znaczna niesymetria przesunięcia częstotliwości w kierunku częstotliwości wyższych, jednak mimo tego układu jest bardzo korzystny.

Zastosowanie układu L_vC_v przy skompensowanej C_0 praktycznie nie zmienia

zakresu przestrajania (666 ppm), zmniejsza dobroć od 26 000 do 27 000, rezystancję r_s' do 29,8 do 30,9 Ω, a więc układ jest mniej korzystny. Jedyną zaletą w stosunku do poprzedniego jest symetryczne położenie w stosunku do f_s.

Rezonator kwarcowy może być przeciągany także i przy pracy na overtonach, lecz zakres przeciągania maleje tak jak C_s (p. zależność 3.126), a więc z kwadratem rzędu harmonicznej (n^2).

Tablica 3.9.2

Zakres przestrajania rezonatora o f_0 = 10 MHz pojemnością zmienianą w zakresie C_V = 10÷30 pF

Rodzaj pracy: n =	1	3	5	7	9
C_0 [pF]	6	5	5	5	5
C_s [fF]	20	2	0,7	0,35	0,25
Zakres przeciągania $\Delta f/f$ ppm (10^{-6})	347	38,1	13,3	6,7	4,7
Przestrojenie na n-tej harmon. [Hz]	3470	1143	667	469	423

W tablicy 3.9.2 zestawiono zakresy przestrajania rezonatora pracującego na overtonach. Łatwo można przeliczyć, że rezonator o f_s = 10 MHz wzbudzony na 5. overtonie można przeciągnąć przy 50 MHz tylko o 665 Hz, podczas gdy ten sam rezonator pracujący przy f_s = 10 MHz przeciągany o 3470 Hz po powieleniu 5-krotnym częstotliwości da zmiany częstotliwości $5\times 3470 = 17\,350$ Hz, czyli 25 razy większe (5^2).

Z równania (3.125) wynika, że zwiększenie pojemności C_0 przez dodanie dodatkowej pojemności C_p nie zmienia częstotliwości rezonansu szeregowego f_s, lecz spowoduje obniżenie f_p. W układach generacyjnych rezonatory wykorzystuje się przy rezonansie szeregowym lub równoległym. Generatory z rezonansem równoległym mają dzielnik pojemnościowy dołączony równolegle do rezonatora. Dzielnik ten o pojemności C_L, nazywanej pojemnością obciążenia, obniża częstotliwość rezonansową f_p, aż do wartości częstotliwości środkowej f_0, czyli $f_{pC_L} = f_0$ (wzór 3.126). Producenci podają częstotliwość środkową f_0, podając jednocześnie wartość pojemności obciążenia C_L, wynoszącej zazwyczaj 30 lub 32 pF. Zmieniając tę pojemność można zmieniać częstotliwość generacji.

Częstotliwość rezonansu szeregowego, jak to było już wykazane, po włączeniu pojemności C_v (rys. 3.73a) wzrasta. Jeśli $C_v = C_L$ to częstotliwość rezonansu szeregowego wzrośnie do f_0, czyli:

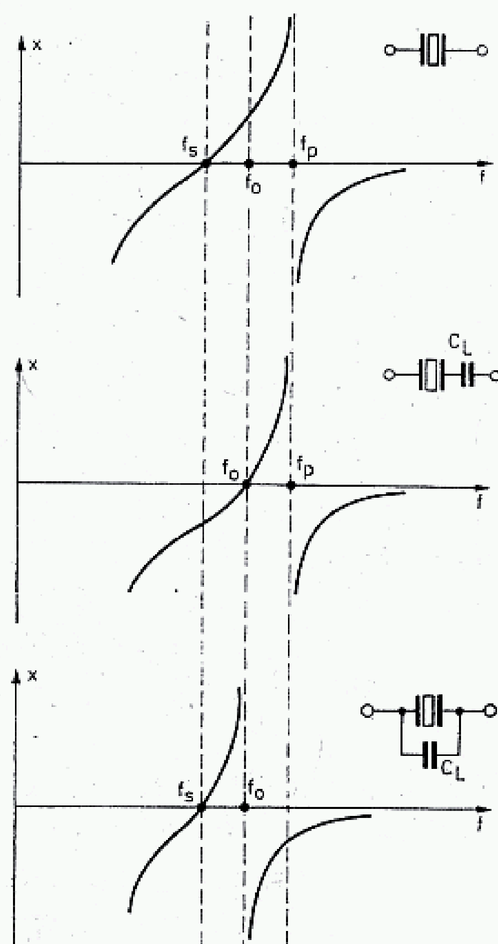
$$f_0 = f_{sCL} = f_s\left[1+\frac{C_s}{2(C_0+C_L)}\right] \tag{3.140}$$

Wpływ pojemności obciążenia C_L na przebieg charakterystyki reaktancji i położenia rezonansów pokazano na rys. 3.75.

3.9.5 Filtry mostkowe

Opisane w poprzednich rozdziałach właściwości rezonatorów wskazują na duży stopień trudności w projektowaniu złożonych filtrów środkowo przepustowych.

Najwcześniej stosowane były filtry mostkowe i półmostkowe, nazywane także różnicowymi (ang.: *lattice filter* i *half lattice filter*). Literatura radioamatorska przeważnie zaleca stosowanie filtrów firmowych (są drogie) lub podaje przykłady konkretnych filtrów w wykonaniu amatorskim z zastrzeżeniem, że reprodukcyjność jest bardzo słaba, a strojenie złożone, zaś wynik często niezadawalający, z powodu

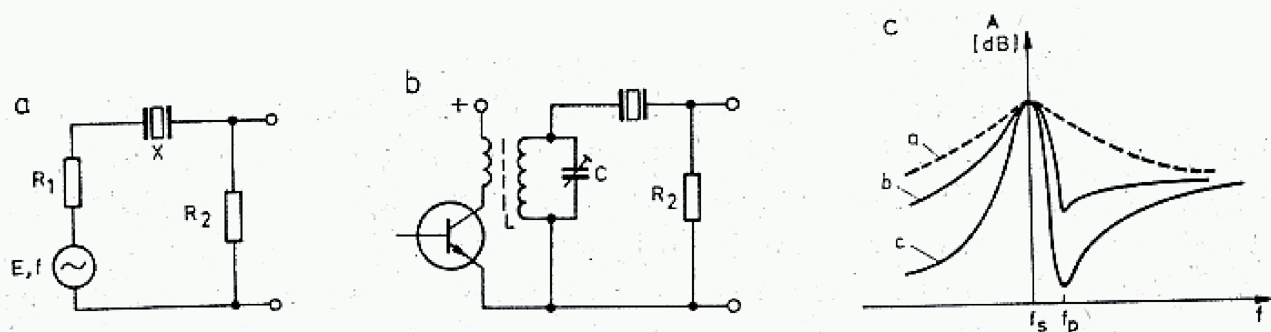


3.75. Pojemność C_L($\approx$ 30 pF) przesuwa, w zależności od układu, częstotliwość f_s i f_p do częstotliwości f_{CL}, [44]

niewłaściwej szerokości pasma, dużych zafalowań, małego tłumienia poza pasmem i znacznych rezonansów pozapasmowych. W układach mostkowych dla poprawienia charakterystyki przenoszenia filtru stosuje się rezonatory o rozstawionych częstotliwościach, co jeszcze bardziej komplikuje sprawę. W literaturze profesjonalnej podano wiele metod obliczania filtrów mostkowych oraz wykresów i tablic dla ułatwienia obliczeń. Opracowane zostały także programy obliczeń komputerowych, a jeden z nich podany był w QST [38].

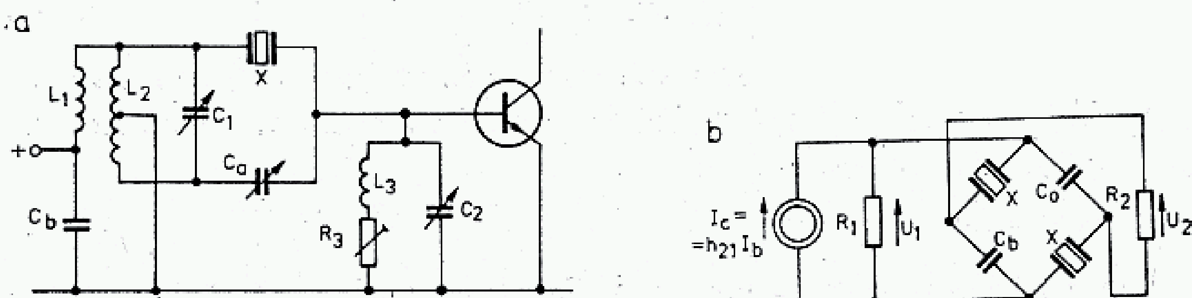
3.9.5.1 Prosty filtr jednokwarcowy

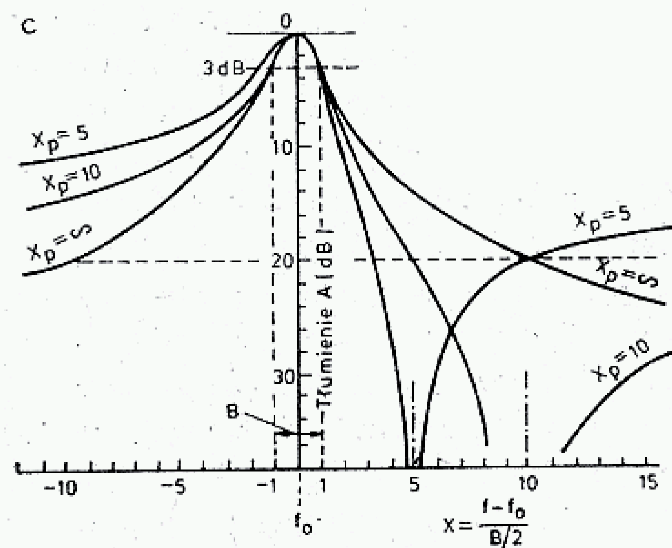
Charakterystyka przenoszenia prostego filtru jednokwarcowego (rys. 3.76) wynika z charakterystyki reaktancji rezonatora (rys. 3.70). Jest ona asymetryczna z dość znacznym wcięciem bieguna f_p (do 30 dB), z wypukłym wierzchołkiem i łagodnie opadającymi zboczami. Szerokość pasma B_3 i współczynnik prostokątności $K_p = B_{60}/B_3$ zależą od rezystancji obciążenia R_1 i R_2. Przy małych rezystancjach pasmo B_3 jest węższe, a współczynnik K_p mniejszy. Rezystancja R_1 zależy od sprzężenia i dostrojenia obwodu LC oraz warunków pracy tranzystora. Filtry w takiej postaci nie są stosowane.

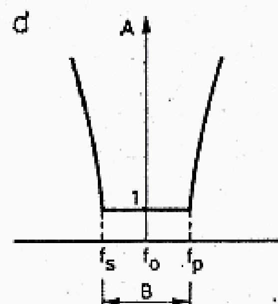


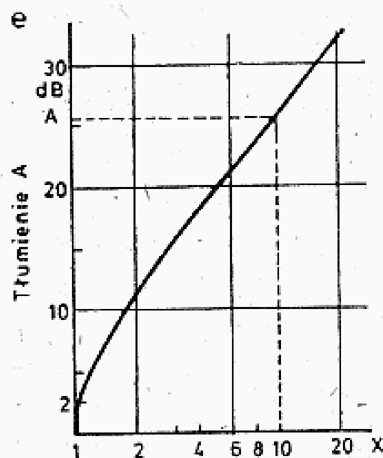
3.76. Prosty filtr kwarcowy

a — układ zastępczy, b — przykład połączenia, c — charakterystyki: *a* — rezonator jest zastąpiony rezystorem *rs*, *b* — dla dużych wartości R_1 i R_2, *c* — dla małych wartości R_1 i R_2









3.77. Filtr różnicowy

a — układ podstawowy, b — układ zastępczy półmostkowy,
c — charakterystyka przenoszenia dla różnych wartości pojemności C_a: gdy $C_a = C_0$ to $x_p = \infty$, d — kształt wierzchołka charakterystyki filtru,
e — kształt zboczy filtru skompensowanego

3.9.5.2 Filtr jednokwarcowy różnicowy (rys. 3.77)

Pojemność statyczna rezonatora C_0 powoduje wystąpienie bieguna f_p w pobliżu f_s oraz zmniejszenie tłumienia po stronie wyższych częstotliwości na skutek przewodności $1/X_{C0} = \omega C_0$. Pojemność C_0 można skompensować podając przez kondensator C_a sygnał o tej samej amplitudzie, ale o przeciwnej fazie. Odpowiada temu schemat zastępczy półmostkowy. Teorię takiego układu obszernie opisano w [35].

Cewka L_2 musi być silnie sprzężona z L_1. Zaleca się nawinięcie trifilarne (trzema przewodami). C_1 służy do dostrojenia obwodu do rezonansu i jednocześnie wpływa na transformację rezystancji wyjściowej tranzystora na R_1 w schemacie zastępczym (rys. 3.76a i 3.77b). Przy dostrojeniu do rezonansu R_1 jest duże i selektywność układu mała. Przy odstrojeniu C_1 w dowolną stronę selektywność rośnie. Tłumienie przenoszenia A_p określa się ze znanej zależności:

$$A_p = U_1/U_2 \quad \text{lub} \quad A_p = 20\lg U_1/U_2 \ [\text{dB}] \tag{3.141}$$

Tłumienie to zależy od stopnia dopasowania rezystancji obciążenia R_2 do rezystancji źródła R_1 przy uwzględnieniu rezystancji szeregowej rezonatora r_s. Dopasowanie obciążenia do źródła występuje, gdy:

$$R_1 = 2r_s + R_2 \tag{3.142}$$

Zagadnienie dopasowania opisano dokładniej w rozdziale 3.6.6. W układzie z rys. 3.77a wartość rezystancji obciążenia R_2 można zmieniać potencjometrem R_3 regulowanym w zakresie $0 \div 200\ \Omega$. Obwód L_3C_2 transformuje R_3 na R_2. Pozwala to na regulację szerokości pasma przenoszenia w dużych granicach. Przy $R_3 = 0$ uzyskuje się minimum selektywności, przy $R_3 = 200\ \Omega$ maksimum selektywności. Najistotniejszy jest wpływ pojemności C_a. Decyduje ona o częstotliwości f_p, a więc o położeniu bieguna. Zależność tę pokazano na rys. 3.77c, w którym na osi odciętych odłożono względną częstotliwość x określoną równaniem (3.108), na osi rzędnych tłumienie zaś zmiennym parametrem jest położenie bieguna x_p, określone częstotliwością f_p, zależną od C_a. Gdy $C_a = 0$ biegun występuje przy częstotliwości charakterystycznej dla rezonatora f_p i wtedy $x_p = 1$. W miarę zwiększania C_a następuje częściowa kompensacja C_0, zwiększa się częstotliwość bieguna, zwiększa się x_p i krzywa zbliża się do symetrycznej, jak to widać dla $x_p = 5$ i $x_p = 10$. Gdy $C_a = C_0$, to jest przy pełnej kompensacji $x_p = \infty$, krzywa jest symetryczna. Dalsze zwiększanie pojemności $C_a > C_0$ powoduje pojawienie się bieguna po lewej stronie, x_p przesuwa się od $-\infty$ do x_s, odpowiadającego częstotliwości rezonansu szeregowego f_s. Gdy $C_a = \infty$, czemu odpowiada zwarcie $x_p = x_s$. Przy $C_a > C_0$ krzywa rezonansowa jest lustrzanym odbiciem krzywej dla $C_a < C_0$ pokazanej na rys. 3.77c.

Powyższe charakterystyki są aktualne w przypadku optymalnego dopasowania, które przy założeniu $r_s \ll Z_0$ występuje, gdy $R_1 = R_2 = Z_0$. Impedancja falowa przy częstotliwości środkowej f_0 wynosi:

$$Z_0 = \frac{1}{\omega_0}\sqrt{\frac{1}{C_0 C_a}} \tag{3.143}$$

Impedancję Z_0 można wyznaczyć mierząc mostkiem impedancji przy f_0 dwie war-

tości impedancji wejściowej: Z_k — przy zwartym wyjściu, Z_i — przy otwartym wyjściu:

$$Z_0 = \sqrt{Z_k Z_i} \tag{3.144}$$

Zgodnie z wcześniejszymi opisami (rys. 3.70) przy f_s impedancja $Z = 0$, a przy f_p impedancja $Z = \infty$. Z analizy podanej w [35] wynika, że przy optymalnym dopasowaniu wierzchołek pasma przepustowego, w wyniku współdziałania L_s i C_a staje się płaski i przy założeniu $r_s = 0$ tłumienie $A_p = 1$ (0 dB), co pokazano na rys. 3.77d. Tłumienie w pasmie zaporowym w filtrze skompensowanym rośnie do dużych wartości, lecz stromość zboczy jest mała.

3.78. Filtry różnicowe wieloogniwowe

a — filtr 6-ogniwowy z przeciągniętymi rezonansami równoleglymi, b — przeciąganie rezonansów f_s i f_p pojemnościami i układ zastępczy, c — łączenie szeregowe dwóch ogniw, d — filtr z 6-ogniwowy dla częstotliwości 8,8 MHz, $B = 1{,}4$ kHz, $W_{k\,60/6} = 1{,}69$, z korygowanymi rezonansami, e — sposób beztransformatorowego sprzęgania filtru

3.9.5.3 Filtry wieloogniwowe (rys. 3.78)

Korzystniejsze charakterystyki, niż w filtrze jednorezonatorowym, można uzyskać z filtrów wieloogniwowych (wielobiegunowych), powstających w wyniku szeregowego (kaskadowego) połączenia kilku filtrów różnicowych. Tłumienie w pasmie przenoszenia A_p [dB] będzie się dodawało, lecz także dodawać się będą tłumienia w pasmie zaporowym A_z. Korzyść wynikająca stąd polega na tym, że tłumienia dwóch szeregowo połączonych filtrów są sumą tłumień wyrażonych w dB, zaś zwiększone tłumienie w pasmie przenoszenia A_p łatwo można skompensować dodatkowym wzmocnieniem.

Na przykład filtr pojedynczy ma $A_p = 1$ dB i dla $x = 10$ $A_z = 26$ dB (rys. 3.77e), czyli różnica $A_z - A_p = 25$ dB. Dwa takie filtry mają $A_p = 2$ dB i $A_z = 52$ dB i różnicę 50 dB. Kompensując tłumienie A_p wzmacniaczem o wzmocnieniu $G = 2$ dB, uzyskuje się tłumienie w pasmie zaporowym $A_z = 50$ dB.

Jeszcze lepsze wyniki można uzyskać stosując filtr 3-ogniwowy (3-stopniowy), w którym dwa ogniwa mają bieguny ustawione po obu zboczach, zaś trzeci jest symetryczny. W literaturze [35] opisano na przykład układ: $x_{p1} = \infty$, $x_{p2} = +3$, $x_{p3} = -3$, a potem przestrojono na $x_{p1} = \infty$, $x_{p2} = +2{,}5$, $x_{p3} = -2{,}5$. W filtrze 6-cio kwarcowym przyjęto: $x_{p1} = x_{p2} = \infty$, $x_{p3} = +1{,}6$, $x_{p4} = -1{,}6$, $x_{p5} = +1{,}3$, $x_{p6} = -1{,}3$ uzyskując $A_z > 60$ dB i współczynnik prostokątności $K_{60/6} = 1{,}3$ co jest bardzo korzystne (rys. 3.78d).

Przy budowie tego rodzaju filtrów należy korzystać z wcześniej podanych informacji, a mianowicie:

1. Zakłada się jednakową częstotliwość środkową dla wszystkich ogniw i dobiera potrzebną liczbę rezonatorów o jak najbardziej zbliżonych f_s i f_p mierzonych w tych samych warunkach. Pomiary należy wykonywać z rozdzielczością do 10 Hz.

2. Na podstawie pomiarów sprawdza się, czy rezonatory te zapewniają odpowiednią szerokość pasma przepustowego $B = f_p - f_s$ (p. zal. 3.34). Jeśli tak, to ustala się jednolitą wartość f_s i f_p, taką by wszystkie rezonatory miały $f_{si} \leqslant f_s$ oraz $f_{pi} \geqslant f_p$.

3. Rezonatory z odchyłką $\Delta f_{pi} = f_{pi} - f_p$ przeciąga się w dół za pomocą równolegle dołączonej pojemności C_p (C_L na rys. 3.75) o wartości indywidualnie dobieranej dla każdego i-tego rezonatora:

$$C_{pi} = C_0\left(\frac{\Delta f}{\Delta f_{pi}} - 1\right) \tag{3.145a}$$

Podobnie postępuje się przesuwając w górę f_{si} do f_s, tj. o Δf_{si}, przez włączenie pojemności szeregowej (rys. 3.78b):

$$C_{si} = C_0\left(\frac{\Delta f}{\Delta f_{si}} - 1\right) - C_{pi} \tag{3.145b}$$

Przeciąganie za pomocą kondensatorów jest lepsze niż za pomocą cewek, gdyż jest tańsze, łatwiejsze do ustawienia, tylko nieznacznie zmniejsza dobroć obwodu i nie daje dodatkowych pasożytniczych rezonansów. Wywołuje ono jednak transformację parametrów rezonatora na nowe L'_s, C'_s, C'_p, r'_s, a mianowicie (rys. 3.78b)

$$L'_s = L_s\left(1 + \frac{C_0 + C_{pi}}{C_{si}}\right)^2 \tag{3.146a}$$

$$C'_s = C_s \frac{1}{\left(1 + \frac{C_0 + C_{pi}}{C_{si}}\right)\left(1 + \frac{C_0 + C_{pi} + C_s}{C_{si}}\right)} \tag{3.146b}$$

$$r'_s = r_s\left(1 + \frac{C_0 + C_{pi}}{C_{si}}\right)^2 \tag{3.146c}$$

$$C_0' = \frac{(C_0 + C_{pi})\, C_{st}}{C_0 + C_{pi} + C_{si}} \tag{3.146d}$$

Częstotliwości f_{gi} i f_{di} powinny być ustawione we wszystkich ogniwach z dokładnością do ± 50 Hz.

4. Poszczególne ogniwa można łączyć „przód" z „tyłem" lub „przód" z „przodem", co pozwala na zaoszczędzenie jednego transformatora. Prawidłowa kompensacja wymaga, by napięcie w gałęzi kompensującej miało dokładnie tę samą wartość, co w gałęzi z rezonatora, lecz fazę przeciwną, tj. odwróconą o 180°. Służy do tego transformator dwuuzwojeniowy z bardzo silnie sprzężonymi uzwojeniami. Transformatory te nie wymagają doprowadzenia do rezonansu pojemnością równoległą obwodu. Podane na rys. 3.78d transformatory *Tr 1—3* wykonane są na rdzeniu pierścieniowym Manifer 140 9/11 mm szerokim 2,5 mm. Uzwojenie jest bifilarne 2×24 zw., 0,2 mm Cu DNEJ. Indukcyjność jednego uzwojenia wynosi 42 μH, a po zwarciu drugiego uzwojenia obniża się do 0,2 μH. Próba zwarcia wskazuje na stopień sprzężenia. Im mniejsza jest indukcyjność przy zwarciu drugiego uzwojenia, tym większy jest współczynnik sprzężenia.

5. Kondensatory przeciągające C_{pi} są trymerami $10 \div 40$ pF. Ich wartość oblicza się wg zależności 3.145, lecz później, w czasie strojenia zboczy filtru, koryguje się ich wartość. Kondensatory skracające C_{si} są obliczone wzorem (3.145b) i dobierane ze znormalizowanego szeregu E 24. W jednym przypadku pojemność C_{si} wypadła równo ∞, co oznacza zwarcie. Stosowane są kondensatory zmienne o NPO.

6. Rezystancje R_1 i R_2 są rezystancjami wypadkowymi, transformowanymi z rezystancji stopnia sterującego i stopnia obciążającego (tranzystory). Różne wartości C_p' powodują wystąpienie różnych impedancji falowych poszczególnych ogniw. Skutkiem tego są one między sobą w pewnym stopniu niedopasowane. Powoduje to wzrost tłumienia A_p oraz zafalowanie wierzchołka charakterystyki. Można to poprawić przestrajając trymery, a więc zmieniając położenie poszczególnych biegunów, skąd wynika zmiana Z_0 w pasmie przepustowym. Może to jednak wpłynąć niekorzystnie na szerokość pasma B i stromość zboczy.

Wiadomości podane w rozdziale 3.9.3 i 3.9.4 powinny ułatwić zrozumienie zjawiska i świadome strojenie, dla uzyskania optymalnego kompromisu między czterema parametrami: tłumieniem przenoszenia A_p, zafalowaniem ΔA_p, szerokością pasma B i współczynnikiem prostokątności K.

W filtrze wykonanym przez DM2DTO przy $f_0 = 8{,}8$ MHz uzyskano parametry podane w tablicy 3.9.3, tłumienie $A_p = 3{,}2$ dB, $\Delta A_p = 1{,}3$ dB, tłumienie odbicia $A_r = 66$ dB, tłumienie zaporowe $A_z = 80$ dB, współczynnik prostokątności $K_{60/6} = 1{,}69$.

7. Filtr zbudowano na płytce z obwodami drukowanymi, z rezonatorami lutowanymi wprost do ścieżek. Masę stanowią dwie szerokie ścieżki na krawędzi laminatu. Obudowy rezonatorów połączone są z masą. Ekranowania międzystopniowego nie stosowano. Montaż jest zwarty, połączenia krótkie. Strojenie przeprowadzono przy obciążeniu rezystancjami podanymi na rysunku w układzie podobnym do pokazanego na rys. 3.72.

8. Większą niezależność między ogniwami, poprawienie dopasowania i częś-

ciowe pokrycie tłumienia filtru można uzyskać w układzie filtru aktywnego, którego zasadę podano na rys. 3.78e. W układzie tym można swobodnie stosować opisane wyżej metody przeciągania, a rezystancje R_1 i R_2 dobierać według potrzeb. Stopnie tranzystorowe mają wzmocnienie napięciowe nieco mniejsze od jedności, lecz przy wykorzystaniu transformacji rezystancji ($R_1 < R_2$) można uzyskać wzmocnienie sygnału.

Tablica 3.9.3

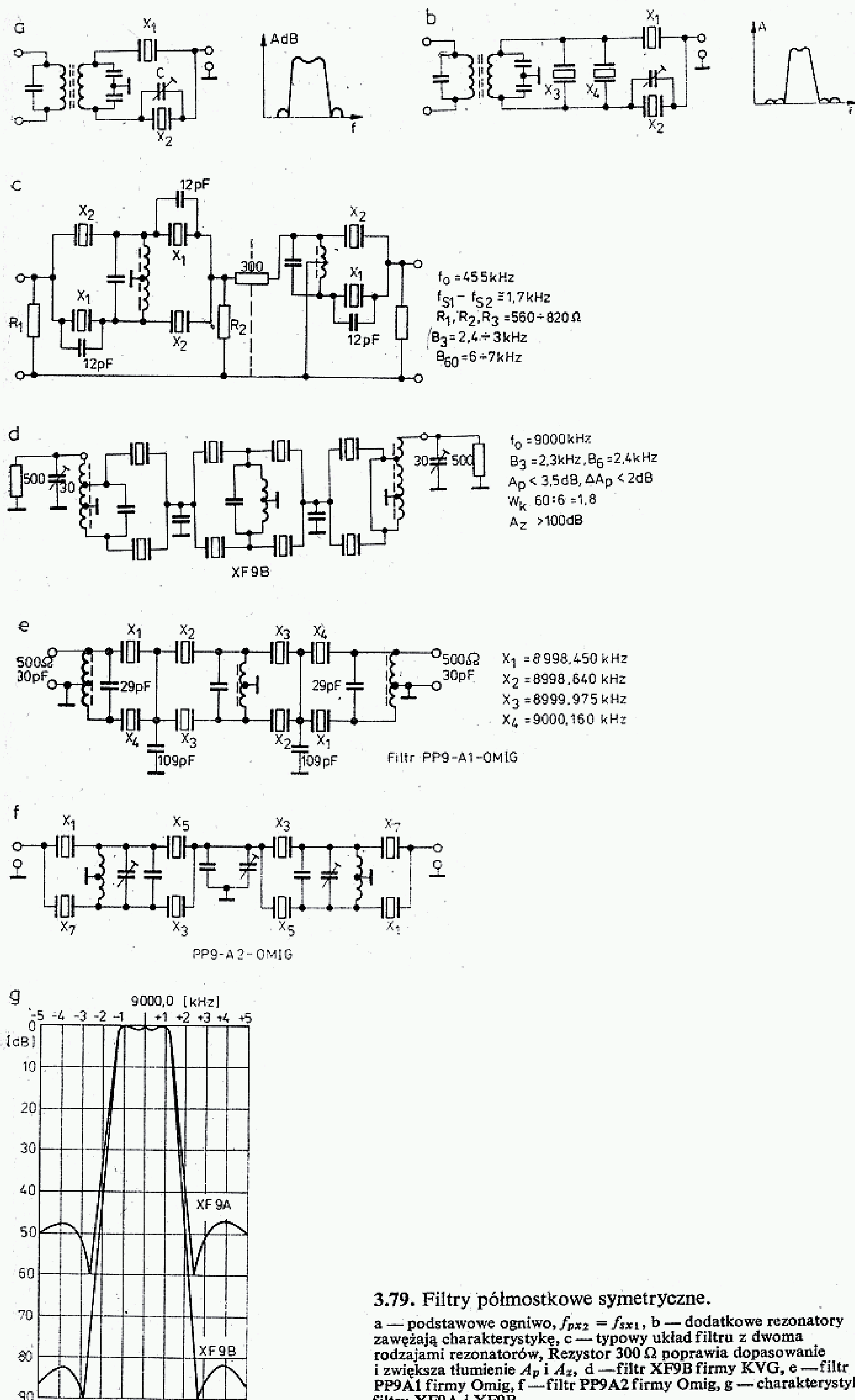
Filtr różnicowy 6-obwodowy [35]

Nr rezonatora (i)	f_p [kHz]	f_s [kHz]	C_{st} [pF]
1	8796,1	8793,28	1000
2	8796,1	8793,23	330
3	8796,1	8793,27	∞
4	8796,1	8793,25	820
5	8796,1	8793,20	220
6	8796,1	8793,20	300
Charakterystyka filtru			
Tłumienie A [dB]	f_d [kHz]	f_g [kHz]	$B = f_g - f_d$ [kHz]
3	8793,6	8795,5	1,9
6	8793,5	8795,8	2,3
40	8793,1	8796,4	3,3
60	8792,9	8796,8	3,9

3.9.5.4 Filtry półmostkowe symetryczne (rys. 3.79)

Zastępując kondensator kompensujący C_a rezonatorem z przesuniętą częstotliwością f_s o szerokość wymaganego pasma B uzyskuje się filtr występujący pod nazwą filtru Mc Coya. Ponieważ na charakterystykę filtru ma duży wpływ położenie nie tylko f_s, ale i f_p oraz wartość impedancji falowej i dobroć rezonatora, uzyskanie w filtrze Mc Coya dobrej charakterystyki wymaga specjalnego dobierania rezonatorów oraz parametrów filtru, co w warunkach amatorskich nie jest sprawą łatwą. Filtry szerokopasmowe (FM, SSB) często mają głębokie wcięcie w pasmie przepustowym. Wadę tę poprawia się dając dalsze rezonatory o odpowiednio odchylonych częstotliwościach (rys. 3.79b). Często stosowana jest zasada, że rezonatory w jednej gałęzi mają częstotliwości rezonansu szeregowego pokrywające się z częstotliwościami rezonansu równoległego drugiej gałęzi, czyli $f_{s1} = f_{p2}$.

Dla dokładnego zestrojenia stosuje się kondensatory powiększające C_0 (rys. 3.79c). Inne rodzaje filtrów opisano w literaturze [1, 70]. Najbardziej popularne są filtry firmy KVG z $f_0 = 9$ MHz, a wśród nich filtr XF9A — 5-kwarcowy i XF9B — 8-kwarcowy. Układ tego filtru pokazano na rys. 3.79d, a w tablicach 3.9.4÷3.9.5 zestawiono dane techniczne filtrów serii XF9 KVG i podobne do nich produkcji



3.79. Filtry półmostkowe symetryczne.

a — podstawowe ogniwo, $f_{px2} = f_{sx1}$, b — dodatkowe rezonatory zawężają charakterystykę, c — typowy układ filtru z dwoma rodzajami rezonatorów, Rezystor 300 Ω poprawia dopasowanie i zwiększa tłumienie A_p i A_z, d — filtr XF9B firmy KVG, e — filtr PP9A1 firmy Omig, f — filtr PP9A2 firmy Omig, g — charakterystyka filtru XF9A i XF9B

Niektóre parametry filtrów kwarcowych dyskretnych

Tablica 3.9.4

Filtr		OMIG-PP9			KVG										
		A_1	A_2	A_3	XF9A	XF9B	XF9B10	XF9C	XF9D	XF9E	XF9NB	XF9M	XF9P	$XF9B_{01}$	$XF9B_{02}$
Zastosowanie	— —	Tx SSB	SSB	Tx SSB	TxSSB	SSB	SSB	AM	AM	FM	Cw	Cw	Cw	SSB/LSB	SSB/USB
Liczba kwarców	— —	8	8	8	5	8	10	8	8	8	8	4	8	8	8
Pasmo	B_3 [kHz]				2,4	2,3	2,3	3,6	4,8	11,5	0,4	;	—	2,3	2,3
	B_6 [kHz]	2,1	2,4	2,3	2,5	2,4	2,4	3,75	5,0	12,0	0,5	0,5	250	2,4	2,4
Tłumienie w pasmie	A_p [dB]	4,5	3,5	3,0	< 3	< 3,5	—	< 3,5	< 3,5	< 3,5	< 6,5	—	—	< 3,5	< 3,4
Nierównomierność	ΔA_p [dB]	2,5	2,0	2,0	< 1	< 2	—	< 2	< 2	< 2	< 0,5	—	—	< 2	< 2
Maksymalne tłum.	A_z [dB]	80	95	70	> 45	> 100	—	> 100	> 100	> 90	> 90	—	—	> 100	> 100
Obciążenie	R [Ω]	500	500	500	500	500	—	500	500	1200	500	500	500	500	500
	C [pF]	30	30	30	30	30	—	30	30	30	30	30	30	30	30
Współcz. kształtu	$Wk_{50/6}$ —	—	—	—	1,7	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
	$Wk_{60/6}$ —	2,0	1,8	2,4	—	1,8	1,5	1,8	1,8	2,8	2,2	4,4	2,2	2,2	2,2
	$Wk_{80/6}$ —	—	3,3	—	—	2,2	—	2,2	2,2	2,2	4,0	—	—	—	—
Częstotl. środk.	f_0 [kHz]	9000 ± 0,2	9000 ± 0,15	9000 ± 0,15	9000,0	9000,0	9000,0	9000,0	9000,0	9000,0	9000,0	9000,0	9000,0	8998,5	9001,5

Piloty: XF901—8998, 5kHz; XF902-9001,5; XF900-9000,0 kHz

Tablica 3.9.5

Filtry kwarcowe KVG dyskretne i monolityczne

Typ	Zastos.	Odpowiednik monolityczny								
		z transformatorem				bez transformatora				
		Typ	Obciążenie		Bad.	Typ	Obciążenie		Bad.
XF9A	SSB	XFM-9A	500	30 pF	15	XFM-9SO2	1,8k	3 pF	13
XF9B	SSB	XFM-9B	500	30 pF	15	XFM-9SO3	1,8k	3 pF	14
XF9B01	LXB	XFM-9B01	500	30 pF	15	XFM-9SO6	1,8k	3 pF	14
XF9B02	USB	XFM-9B02	500	30 pF	15	XFM-9SO7	1,8k	3 pF	14
XF9B10	SSB	—	—	—	—	XFM9SO8	1,8k	3 pF	15
XF9C	AM	XFM9C	500	30 pF	15	XFM-9SO4	2,7k	2 pF	14
XF9D	AM	XFM9D	500	30 pF	15	XFM9SO1	3,3k	2 pF	14
XF9E	FM	XFM9E	1200	30 pF	15	XFM9SO5	8,2k	0 pF	14

OMIG. Obie firmy, poza filtrami złożonymi z pojedynczych rezonatorów produkują także filtry monolityczne.

3.9.5.5 Filtry monolityczne (rys. 3.80)

Obserwując filtry pokazane na rys. 3.78 i 3.79 spostrzega się, że poszczególne rezonatory mają wspólnie połączoną jedną z elektrod. Skłoniło to do budowy elementów, które na jednej płytce kwarcu mają kilka systemów rezonatorowych. Wykorzystują one drgania grubościowo-ścinające w płytce z cięciem AT i są wykonywane na zakres $5 \div 30$ MHz, [42]. Mogą one pracować na częstotliwościach podstawowych i na overtonach.

Najprostszym elementem wielorezonatorowym jest filtr dwubiegunowy nazywany *dual* (rys. 3.80a). Na jednej płytce kwarcowej naniesione są w odpowiedniej odległości elektrody srebrne o określonych wymiarach. Sprzężenie między rezonatorami następuje na drodze mechanicznej i elektrycznej przez pojemności wzajemne elektrod. Na schemacie obok pokazano zastępczy układ elektryczny, w którym występują znane już parametry dynamiczne L_s, C_s, r_s pierwszego rezonatora i L'_s, C'_s, r'_s dla drugiego, pojemności statyczne C_0 i C'_0 oraz tzw. *pojemności ujemne* C_k, będące inwersją impedancji poprzecznej reprezentującej sprzężenie mechaniczne obu systemów rezonatorów.

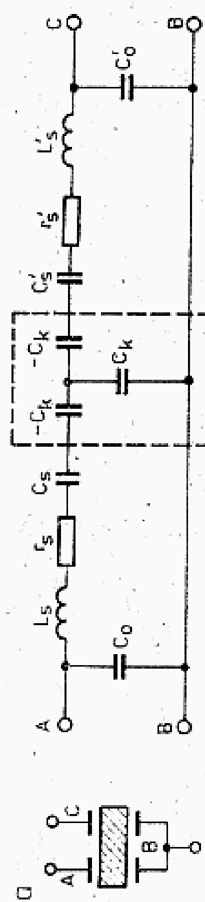
Bliższe wyjaśnienie pojemności ujemnych C_k podano w następnym rozdziale.

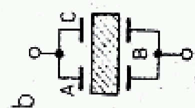
Współczynnik sprzężenia systemów k wynosi:

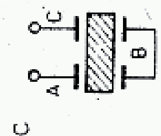
$$k = \frac{C_s}{C_k} \tag{3.147}$$

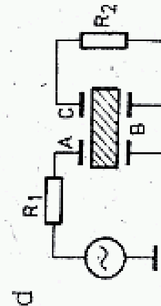
i przy drganiach podstawowych ($n = 1$) ma wartość $10^{-4} \div 10^{-3}$.

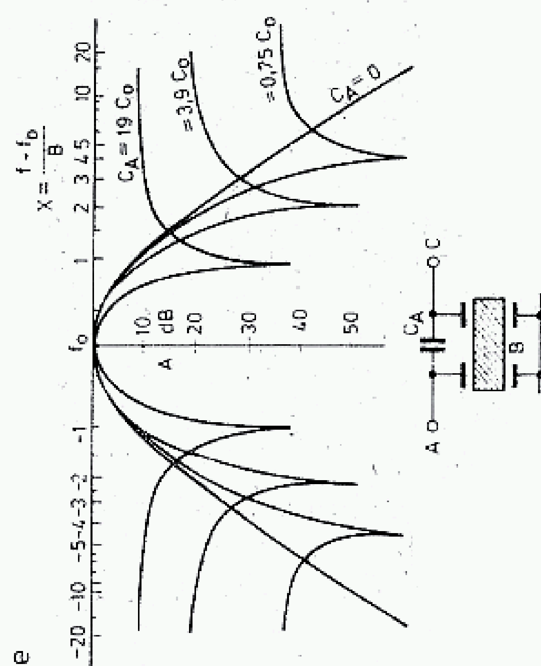
Overtony mają słabsze sprzężenie. Wartość współczynnika sprzężenia zależy od kształtu elektrod, odstępu między nimi orientacji względem osi krystaligraficznych, masy elektrod i grubości płytki.

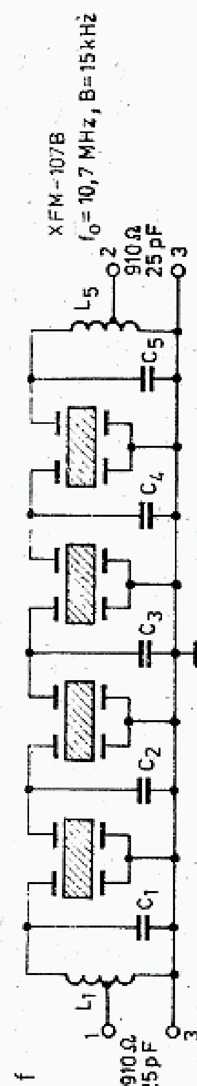

a
b
A
C
B
C_0
L_s
r_s
C_s
$-C_k$
C_k
C_s'
r_s'
L_s'
C_0'

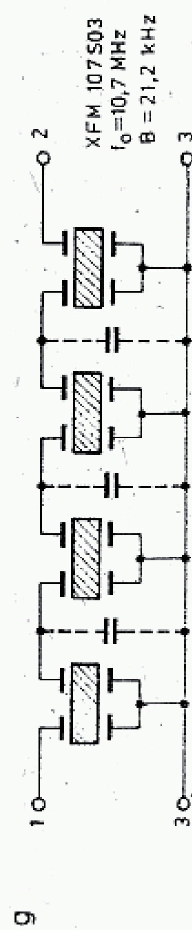

c
A
C
B


d
R_1
R_2
A
C
B




e
$X = \frac{f - f_0}{B}$
f_0
A dB
$C_A = 19\,C_0$
$= 3{,}9\,C_0$
$= 0{,}75\,C_0$
$C_A = 0$
C_A
A
B
C


f
910 Ω
25 pF
XFM-107B
f_0 = 10,7 MHz, B = 15 kHz
L_1
C_1
C_2
C_3
C_4
C_5
L_5


g
XFM 107S03
f_0 = 10,7 MHz
B = 21,2 kHz

h

i

3.80. Filrty monolityczne

a — podstawowy układ pary rezonansowej (ang.: *dual*) i schemat zastępczy, b — układ połączeń symetryczny, c — układ połączeń asymetryczny, d — rezystancja obciążenia filtru, e — wpływ dodatkowej pojemności sprzęgającej na charakterystykę, f — filtr XFM-107B filrmy KVG, g — filtr XFM 107 SO3, h — filtr aktywny 455 kHz SSB wg DK7JD, i — charakterystyka filtru z rys. h

Częstotliwości rezonansowe f_s każdego rezonatora są takie same (zal. 3.119) lecz w wyniku oddziaływania wzajemnego rezonator *A-B* przy wolnym zacisku *C* (rys. 3.80a) ma dwie częstotliwości rezonansowe:

$$f_{1,2} = f_s \sqrt{1 + \frac{C_s}{2C_0} \pm \sqrt{k^2 + \left(\frac{C_s}{2C_0}\right)^2}} \tag{3.148}$$

W układach stosuje się dwa sposoby połączeń rezonatorów. Przy połączeniu symetrycznym (rys. 3.80b) rezonans szeregowy wystąpi dla częstotliwości nieco mniejszej niż f_s, a nazywanej częstotliwością *rezonansu symetrycznego*:

$$f_{sym} = f_s\sqrt{1-k} \tag{3.148a}$$

W układzie tym oba systemy drgają w zgodnej fazie, to znaczy że pod obiema elektrodami ruch cząstek w drganiach grubościowo ścinających ma ten sam zwrot.

Przy asymetrycznym połączeniu rezonatorów (rys. 3.80c) otrzymuje się rezonans szeregowy asymetryczny przy częstotliwości nieco większej niż f_s:

$$f_{asym} = f_s\sqrt{1+k} \cong f_{sym}(1+k) \tag{3.148b}$$

W układzie tym oba systemy drgają w fazie przeciwnej. Częstotliwości f_{sym} i f_{asym} mogą być zmierzone między zaciskami *A* i *B* przy zwarciu zacisków *BC* W tym przypadku będą to częstotliwości minimalnej reaktancji wejściowej czwórnika.

Różnica częstotliwości $f_{asyn} - f_{syn} = f_{syn} \cdot k$ jest nazywana *odległością rodzaju pracy* (ang.: *mode spacing*).

Na jednej płytce można wytworzyć do ośmiu systemów rezonansowych. Stosuje się to jednak w wyjątkowych przypadkach, gdyż występują znaczne trudności projektowe, technologiczne oraz układy takie mają liczne rezonanse uboczne. Z tych powodów monolityczne filtry wielobiegunowe (MCF) są składane z poszczególnych par nazywanych *dual*, często we wspólnej obudowie. Pojedyncza para jest równoważna jednemu ogniwu filtru różnicowego opisanego w punkcie 3.9.5.2, z tym, że nie wymaga ona transformatora różnicowego. Pasmo przypuszczania MCF zależy także od rezystancji obciążenia R_2 (rys. 3.80d). Rezystancja falowa filtru wynosi:

$$R_0 = \pi L_s \cdot B \tag{3.149}$$

gdzie: L_s — indukcyjność dynamiczna,
B — pasmo przenoszenia filtru.

R_0 przyjmuje wartość kilku kiloomów przy 10,7 MHz. Jeśli $R_1 = R_2$ jest mniejsze od R_0, to pojawiają się trzy zafalowania wierzchołka, lecz zwiększa się stromość zboczy i współczynnik prostokątności *K* maleje.

Przy $R_{1,2} = 0{,}8\ R_0 \cdot \Delta A_p = 0{,}1$ dB.

Przy $R_{1,2} = 0{,}5\ R_0 \cdot \Delta A_p = 0{,}22$ dB oraz $K_{20/3} = 2{,}8$.

Stromość zboczy można zwiększyć dodając kondensator sprzęgający C_A. Wprowadza on głębokie wcięcie po obu stronach pasma przepustowego, lecz powoduje zmniejszenie tłumienia w pasmie zaporowym, (rys. 3.80e).

Dobierając odpowiednio impedancje obciążenia oraz częstotliwości rezonansowe f_{syn} i f_{asyn} można z par monolitycznych MCF złożyć filtry o różnych charakterystykach, np. Czebyszewa, Gaussa, Bessela i inne. Pary monolityczne, ze względu na prostotę układu i lepszą selektywność stosowane są najczęściej w miejsce podwójnych obwodów LC, w przedwzmacniaczach wyciszaczy trzasków (ang.: *noise blanker*), na końcu kaskady wzmacniaczy p.cz. dla ogranicznika szumów, jako dyskryminatory FM itp.

Na rysunku 3.80f pokazano filtr monolityczny XFM107B f-my KVG dla układów FM z pasmem $B = \pm 7{,}5$ kHz. Wejście i wyjście transformatorowe umożliwia dopasowanie dużej rezystancji filtrów R_0 (kiloomy) do niższej, stosowanej w układach tranzystorowych. Mniejsze rezystancje ułatwiają oddzielenie stopni i zmniejszają pasożytnicze sprzężenia pojemnościowe. Przy powiększaniu szerokości pasma pojemności $C_1 \div C_5$ przyjmują bardzo małe wartości. Na rysunku 3.80g pokazano filtr XFM107 SO3 o szerokości pasma $B = \pm 10{,}6$ kHz. Pojemności sprzęgające utworzone są przez przewody połączeniowe zbliżone do masy.

Proste filtry monolityczne (duale) wykonane są obecnie na tańszym podłożu piezoceramicznym i znajdują powszechne zastosowanie w układach odbiorczych. Poszczególne egzemplarze różnią się między sobą dość znacznie częstotliwością środkową f_0 i pasmem przepuszczania, a ponadto są wrażliwe na temperaturę (tabl. 3.9.5÷3.9.9). Z tych powodów filtry piezoceramiczne są wykonywane jako szerokopasmowe i stosowane są zamiast obwodów LC. Jeśli z większej liczby duali dobrać egzemplarze o odpowiednich częstotliwościach f_d, f_0 i f_g, to można z nich złożyć dobry filtr p.cz. dla formowania sygnału SSB, pod warunkiem zachowania małych zmian temperatury.

Tablica 3.9.6

Filtry wejściowe intermodulacyjne dla pasma 144 MHz

4 biegunowa, $W_{k40/6} < 2{,}8$, $A_z > 60$ dB, $A_p < 7$ dB, $IP > 30$ dBm, $Z_0 = 50\ \Omega$

Typ	f_0	B
XF-144 SO1	144,19 MHz	20 kHz/3 dB
XF-144 SO2	144,24 MHz	20 kHz/6 dB
XF-144 SO3	144,26 MHz	20 kHz/6 dB
XF-145 SO2	145,225 MHz	20 kHz/3 dB
XF-145 SO3	145,150 MHz	15 kHz/3 dB

Tablica 3.9.7

Filtry dla wielkiej 1 — p.cz.

Typ	f_0 (MHz)	B kHz/dB	Liczba kwarców	Przyłącze	JP
XF-41 SO1	41.0 MHz	7 kHz/6 dB	4	50 Ω	>40 dBm
XF-41 SO2	41.0 MHz	7 kHz/6 dB	6	50 Ω	>40 dBm
XF-50 SO1	50.0 MHz	12 kHz/3 dB	6	50 Ω	>35 dBm
XF-80 SO1	80.0 MHz	15 kHz/3 dB	4	500 Ω/20 pF	>30 dBm

Tablica 3.9.8

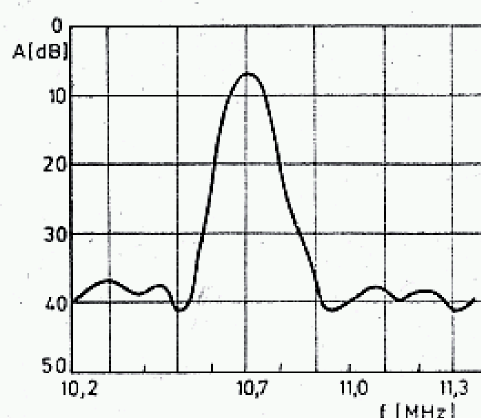
Filtry kwarcowe dyskretne dla p.cz. 10,7 MHz

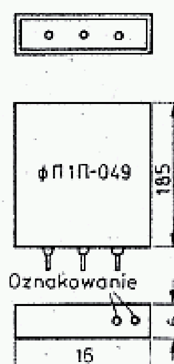
Typ	Zastosowanie	Liczba kwarców	Pasmo *B* [kHz]
XF 107 A	NBFM	8	12
XF 107 B	NBFM	8	15
XF 107 C	WBFM	8	30
XF 107 D	WBFM	8	36
XF 107 E	Data	8	40
XF 107 SO4	FM	4	14

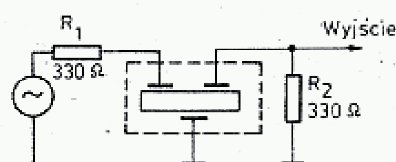
Tablica 3.9.9

Filtry monolityczne proste dla f = 9 MHz

Typ	Rodzaj	Pasmo	Obciążenie	Budowa
XF 910	dual	15 kHz	6 kΩ	17
XF 920	2× dual	15 kHz	6+6 kΩ	2×17
XF 909	dual/NBFM	detekcyjny, odległość szczytów 28 kHz		
XF 919	dual/RTTY	detekcyjny, odległość szczytów 2 kHz		







3.81. Filtry piezoelektryczne 10,7 MHz produkcji ZSRR

Na rysunku 3.80h pokazano przykład takiego filtru, opisanego przez DK7JD w CQ DL 9/1976. Zastosowano tam podwójne duale piezoceramiczne SFD 455 B, które przy sprzęgnięciu małymi pojemnościami (22 pF) mają tak zawężoną charakterystykę (C_v na rysunku 3.73), że uzyskuje się pasma B = 2 kHz. Układ taki wnosi jednak znaczne tłumienie. Z tych powodów 3-stopniowy filtr ma 3 wzmacniacze tranzystorowe. Opisany filtr służy do formowania sygnału SSB z DSB, lecz może być także wykorzystany jako wzmacniacz p.cz. do odbioru SSB.

Tablica 3.9.10

Filtry piezoelektryczne dla 10,7 MHz produkcji ZSRR

Typ	Oznaczenie	B_6 [kHz]
FP1P-049a	czerwony	150—200
FP1P-049b	szary	200—280

Tłumienia	A_p < 10 dB
Nierównomierność sygnału	ΔA_p < 3 dB
Współczynnik prostokątny	$K_{26}/_6$ 0,12
Obciążenie	330 Ω/≤20 pF
Napięcie sygnału	U_{max} 1,5 V
Temperatura	−25 do +55 °C

$f_0 \pm 0,03$	Oznaczenia
10,60 MHz	jasno ziel
10,65 MHz	niebieski
10,70 MHz	bez punktu
10,75 MHz	czerwony
10,80 MHz	szary

Na rysunku 3.81 pokazano filtry FP1P-10,7 MHz produkcji ZSRR, a ich parametry podano w tablicy 3.9.10. Filtry o podobnych charakterystykach są produkowane także przez CERAD.

3.9.6 Filtry drabinkowe

Trudności występujące przy projektowaniu i wykonywaniu filtrów z rezonatorami o różnych częstotliwościach (np. pokazany na rys. 3.79e), ich większy koszt oraz obniżanie IP (ang.: *intercept point*[1]) na skutek stosowania transformatorów na rdzeniach ferrytowych, spowodowały większe zainteresowanie filtrami drabinkowymi. W filtrach tych nie stosuje się transformatorów i składają się one jedynie z rezonatorów o jednej częstotliwości i kondensatorów. Odpowiednią charakterystykę filtru uzyskuje się przez dobór stopnia sprzężenia i obciążenia filtru. Pełne zrozumienie zasady działania takich filtrów wymaga zapoznania się z rozdziałami 3.9.3 i 3.9.4. Filtry drabinkowe (ang.: *ladder filters*) wywodzą się z asymetrycznych filtrów środkowo przepustowych LC, których jedną z możliwych wersji opisano w rozdz. 3.8. Teoria tego typu filtrów, od dawna znana w telekomunikacji przewodowej, znajduje obecnie nową formę realizacji.

Obecnie produkowane przez OMIG — Warszawa filtry kwarcowe DW9-A1 są filtrami drabinkowymi z 6 kwarcami. Mają one B_3 = 2,2 kHz, ΔA_p = 2 dB, A_p = 10 dB (duże!) przy obciążeniu R = 270 Ω i C = 27 pF, zaś tłumienie maksymalne w pasmie zaporowym ponad 46 dB. Także produkowane przez CERAD (Warszawa) filtry ceramiczne FCD-465-60 są filtrami drabinkowymi. Ich parametry podane są w [46] oraz w Biuletynie PZK 12/1978. W oznaczeniu FCD-465 (4÷40)-60 zapisane są następujące parametry: f_0 = 465 kHz, 4÷40 oznacza szerokość pasma B_6 = 4 do 40 kHz oraz A_z = 60 dB. Filtry te mają współczynnik prostokątności $K_{60}/_6$ od 2 w filtrze z B_6 = 4 kHz do 1,63 w filtrze z B_6 = 30 kHz.

Rezystancja dopasowania w filtrze o pasmie B_6 = 4÷10 kHz wynosi R = = 4±0,5 kΩ, przy B_6 = 12 i 16 kHz R = 3,5 kΩ, przy B_6 = 20 kHz R = 2±0,5 k, B_6 = 30 kHz R = 1,8±0,3 kΩ i B_6 = 40 kHz R = 1,5 kΩ. Zafalowanie wynosi $\Delta A_p \leqslant$ 3 dB, a stabilność temperaturowa 0,3÷0,6‰. W literaturze [46] opisano gabaryty filtrów i sposoby ich przestrajania, a w szczególności zawężania pasma.

[1] Patrz rozdział 4.

3.9.6.1 Charakterystyki filtrów

W rozdziale 3.7 opisano podstawowe charakterystyki filtrów Butterwortha i Czebyszewa. W niniejszym punkcie podane będą informacje uzupełniające, istotne szczególnie w filtrach o dużych wymaganiach. Filtry, w tym drabinkowe, można podzielić na trzy grupy:

— szerokopasmowe	— FM, DATA	15 ÷ 40 kHz
— średniopasmowe	— AM, SSB	1,8 ÷ 6 kHz
— wąskopasmowe	— CW, CCW	0,02 ÷ 0,5 kHz

W filtrach szerokopasmowych istotne są przede wszystkim zafalowania ΔA_p i przesunięcia fazowe w pasmie przenoszenia. W filtrach średniopasmowych większą rolę odgrywa stromość zboczy określona współczynnikiem prostokątności K i zafalowania ΔA_p, natomiast w filtrach wąskopasmowych, przeznaczonych do odbioru telegrafii ważna jest charakterystyka narastania i zanikania sygnału oraz związane z tym opóźnienia czasowe i przesunięcia fazowe. Poza tym we wszystkich filtrach istotne jest tłumienie w pasmie przepustowym A_p i tłumieniowym A_z oraz rezonanse pasożytnicze, w a szczególności ich położenie i amplituda.

Analiza matematyczna wykazuje, a praktyka potwierdza, że między wymienionymi parametrami istnieją zależności przeciwstawne, wymagające kompromisowego wyboru. Nie można zaprojektować filtru, który miałby jednocześnie optymalne wszystkie parametry, np. w filtrze Czebyszewa zwiększenie stromości zboczy wymaga zwiększenia zafalowania.

Na rysunku 3.82a pokazano znormalizowany przebieg połówki charakterystyki pięciu najczęściej stosowanych filtrów 8-biegunowych o pasmie $B_3 = 150$ Hz, [45]: 1. Cauera, 2. Czebyszewa, 3. Ulbrich/Piloty, 4. Bessela, 5. Gaussa, a na rysunku obok przebieg sygnału odpowiedzi na wyjściu filtru przy podaniu na wejściu sygnału prostokątnego o amplitudzie 1 i częstotliwości f_0. Jest to przebieg sygnału o częstotliwości f_0 po idealnym demodulatorze, w funkcji czasu znormalizowanego T. Czas rzeczywisty t [ms] otrzymuje się podstawiając B_3 [kHz] do wzoru:

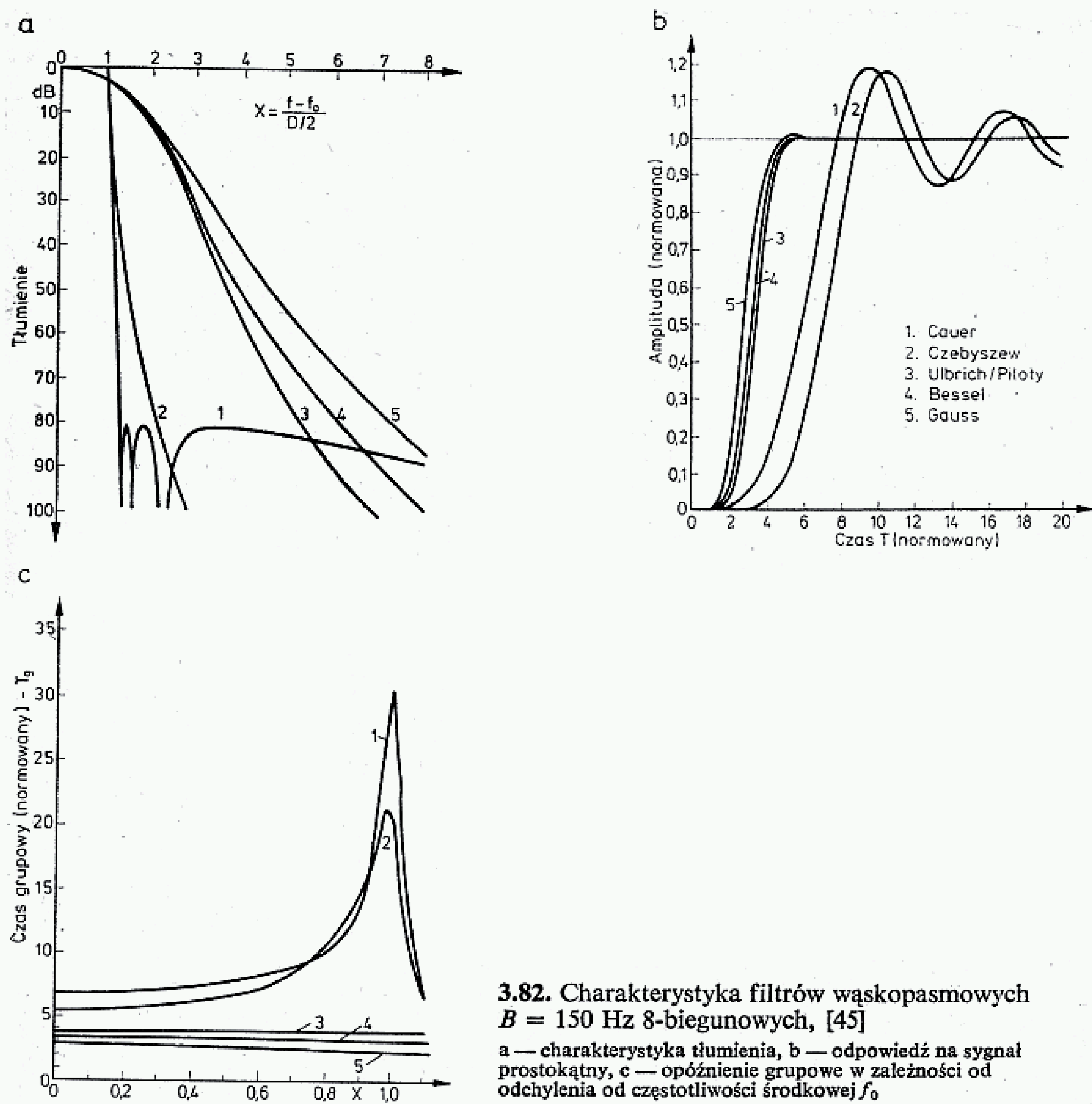
$$t = \frac{T}{\pi B_3} \tag{3.150}$$

gdzie T odczytuje się z rys. 3.82b.

Na rysunku 3.82c pokazano znormalizowany czas grupowy T_g, który pozwala na obliczenie czasu τ_g [ms], to jest czasu propagacji potrzebnego na przejście sygnału przez filtr. Czas propagacji τ_g [ms] wynosi:

$$\tau_g = \frac{T_g}{\pi B_3} \quad \text{[ms, kHz]} \tag{3.151}$$

Jak widać z rysunku, przy częstotliwości f_0, sygnał potrzebuje na przejście przez filtr Czebyszewa $\tau_g = \frac{6{,}63}{\pi \cdot 0{,}150} = 14{,}1$ ms, zaś na skraju pasma, to jest przy $f_0 + 75$ Hz, czyli przy $x = 1$ czas ten wyniesie $\tau_g = \frac{19{,}7}{\pi \cdot 0{,}150} = 41{,}8$ ms.



3.82. Charakterystyka filtrów wąskopasmowych $B = 150$ Hz 8-biegunowych, [45]

a — charakterystyka tłumienia, b — odpowiedź na sygnał prostokątny, c — opóźnienie grupowe w zależności od odchylenia od częstotliwości środkowej f_0

Jak z powyższego widać, filtr Czebyszewa reaguje ze znacznym opóźnieniem: 90% amplitudy końcowej sygnał uzyskuje po czasie $t = 8{,}5/\pi \cdot 0{,}15 = 18$ ms, po czym przepięcie wynosi 18,5% i zanika drganiami gasnącymi, o okresie około 14,8 ms. Jest to znane zjawisko, tzw. dzwonienie filtrów wąskopasmowych.

Jeśli czasy te i opóźnienia grupowe porównać z długością sygnału kropki 40 ms przy szybkości sygnałów Morse'a 150 zn/min lub sygnałem RTTY z 45,45 i 100 Baudami, przy których długość sygnału wynosi 22 i 10 ms, to można wyobrazić sobie przebieg otrzymywany na wyjściu takiego filtru. Prostokątny sygnał telegraficzny z określoną częstotliwością powtarzania impulsów wytwarza szerokie widmo prążków wokół f_0. Jeśli na wyjściu filtru prążki te przychodzą z różnym opóźnieniem, to w wyniku ich złożenia nie otrzymuje się sygnału prostokątnego, lecz znacznie zaokrąglony i przedłużony w czasie. Z tych to powodów filtr Czebyszewa jako filtr wąskopasmowy jest nieprzydatny, nawet, jeśli go drogą zmniejszenia zafalowania ΔA_p do zera przekształcić w filtr Butterwortha. Opisany filtr Czebyszewa ma natomiast dobry współczynnik prostokątności $K_{60/3} = 1{,}70$.

Jeszcze bardziej strome zbocza ma filtr Cauera (eliptyczny), w którym celowo

wytworzono dodatkowy biegun tłumienia w odległości $x = 1{,}4$. Filtr ten ma $K_{60/3} = 1{,}31$ czyli $B_{60} = 328$ Hz. Jednak filtr ten pod względem czasu propagacji jest jeszcze gorszy od filtru Czebyszewa, gdyż opóźnienie w środku pasma wynosi 11,3 ms, a na skrajach 63,8 ms. Poprawienie selektywności znacznie pogarsza kształt impulsu. Filtr taki można stosować w ekstremalnych warunkach odbioru, dla bardzo wolno nadawanych sygnałów o dużej stałości częstotliwości.

Filtr Gaussa ma charakterystykę tłumienia zbliżoną do krzywej Gaussa, tym bardziej, im więcej stopni ma filtr. Filtr Gaussa ma idelaną odpowiedź na impuls skokowy i to z małym opóźnieniem (90% po 8,13 ms) i bez przepięcia. Ma on jednak małą selektywność, gdyż $K_{60/3} = 5{,}38$ i $B_{60} = 1345$ Hz.

Filtr Bessela, zwany także filtrem Thomsona, ma płaską charakterystykę czasu grupowego i opóźnienie dla podanego przykładu wynosi 6,73 ms dla całej szerokości pasma. Impuls wyjściowy ma bardzo nieznaczne (0,45%) przepięcie, które zaraz spada, natomiast narastanie impulsu jest nieco wolniejsze niż przy filtrze Gaussa (90% po 8,83 s). Selektywność jest lepsza i wynosi $K_{60/3} = 4{,}53$, czemu odpowiada $B_{60} = 1130$ Hz.

Filtr Ulbrich/Piloty powstał na drodze dalszej optymalizacji. Zachowuje on korzystne cechy filtrów Bessela i Gaussa, tj. stałość opóźnienia grupowego $\tau_g = 7{,}2$ ms w całym pasmie i szybkie narastanie sygnału (90% po 9,25 ms) przy przepięciu 0,44%, a ponadto ma lepszą od nich selektywność, gdyż $K_{60/3} = 4{,}07$ i $B_{60} = 1018$ Hz.

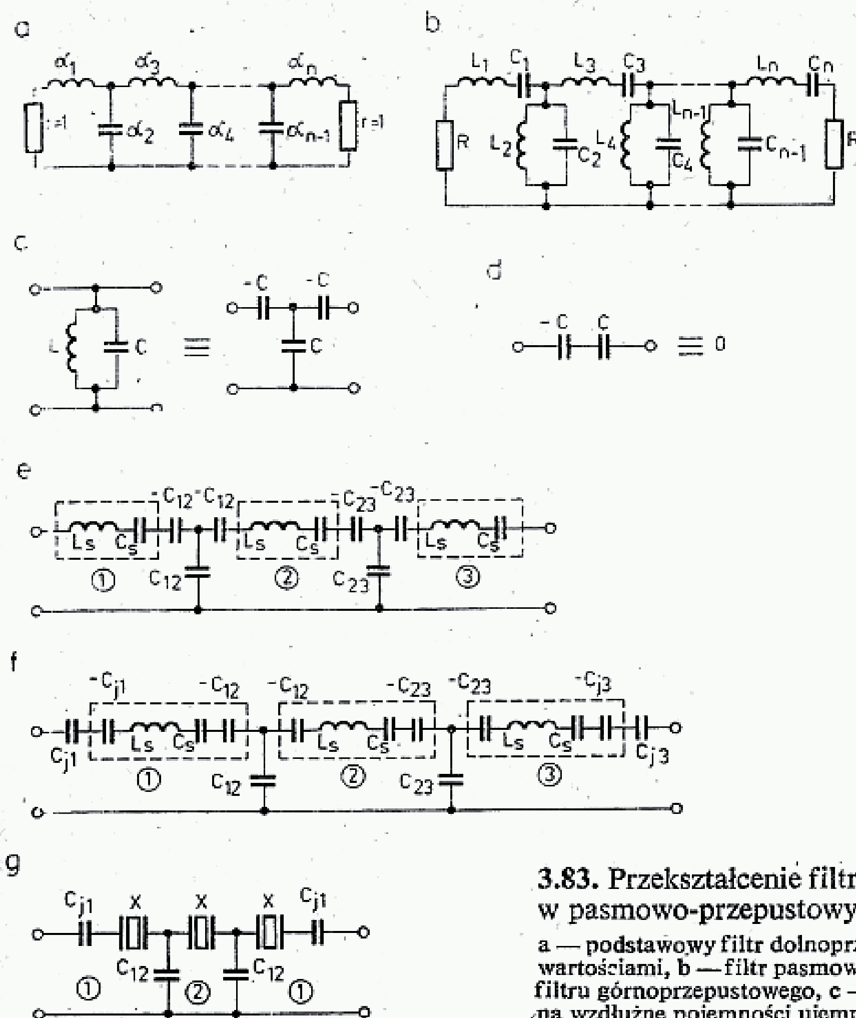
W układach wyciszaczy trzasków (ang.: *noise blanker*) stosuje się filtry szczególnie szerokopasmowe, gdyż nie ograniczają one trzasku i dają bardzo małe opóźnienie (p. zal. 3.159), co pozwala na skuteczne wyciszenie trzasku w stopniu p.cz. odbiornika.

3.9.6.2 Układy zastępcze filtru drabinkowego

Przy obliczaniu filtru środkowo-przepustowego wychodzi się z podstawowego układu filtru dolnoprzepustowego (rys. 3.83a) a następnie stosując transformację reaktancji dochodzi się do postaci jak na rys. 3.83g. Transformacja impedancji, bez stosowania tej nazwy, była wykorzystywana już przy opisach filtrów w p. 3.8.3 i 3.9.5.5 i jest opisana w literaturze [43, 36, 39].

Pokazany na rys. 3.83a filtr dolnoprzepustowy opisywany jest tzw. wielkościami znormalizowanymi $\alpha_1, \alpha_2, \ldots, \alpha_n$, których wartości wpływają na charakterystykę amplitudową filtru. Wartości znormalizowane pozwalają na obliczanie filtrów w przypadku ogólnym, a następnie proste przeliczenie dla określonej częstotliwości. W tablicy 3.9.11a i b podano (na podstawie [39]) wartości znormalizowane $\alpha_1, \ldots, \alpha_n$ dla filtrów z charakterystyką Czebyszewa z $\Delta A_p = 0{,}28$ dB oraz Butterwortha. W literaturze [29] podano tablice i wykresy także dla innych rodzajów filtrów.

Na rysunku 3.84 wyjaśniono określenie częstotliwości krańcowej f_g pasma przepustowego filtru dolnoprzepustowego oraz częstotliwości f_d i f_g filtru pasmowo-przepustowego.



3.83. Przekształcenie filtru dolnoprzepustowego w pasmowo-przepustowy, kwarcowy drabinkowy

a — podstawowy filtr dolnoprzepustowy ze znormowanymi wartościami, b — filtr pasmowo przepustowy powstały z nałożenia filtru górnoprzepustowego, c — inwersja obwodu poprzecznego na wzdłużne pojemności ujemne, d — reaktancje pojemności ujemnej i dodatniej znoszą się, e — zastąpienie elementów wzdłużnych LC przez rezonator kwarcowy, reaktancje wzdłużne w oczkach 1, 2 i 3 są różne, f — zrównanie reaktancji wzdłużnych przez dodanie kondensatorów C_j, g — układ techniczny równoważny schematowi f

Pojemność poprzeczną C_i i indukcyjność podłużną L_j układu z rys. 3.83a można wyznaczyć z zależności:

$$C = \frac{\alpha_i}{\omega_g R}, \quad L = \frac{\alpha_j R}{\omega_g} \tag{3.152}$$

gdzie α_i, α_j podano w tablicy 3.9.11, zaś $\omega_g = 2\pi f_g$.

Dla filtru środkowo-przepustowego z pasmem przepuszczania $B = f_g - f_d$ wartości elementów wyznacza się korzystając z następujących wzorów (rys. 3.83b): dla gałęzi poprzecznej:

$$C_i = \frac{\alpha_i}{BR}; \quad L_i = \frac{1}{\omega_0^2 C_i} \tag{3.153a}$$

dla gałęzi podłużnej:

$$C_j = \frac{1}{\omega_0^2 L_j}; \quad L_j = \frac{\alpha_j R}{B} \tag{3.153b}$$

Dokonując inwersji poprzecznej indukcyjności L na element wzdłużny (rys. 3.83c) otrzymuje się w gałęzi wzdłużnej w sąsiednich oczkach filtru pojemności ujemne, które współdziałają z rzeczywistymi pojemnościami (dodatnimi). W ten

Tablica 3.9.11

Znormalizowane wartości elementów reaktancyjnych filtrów dolnoprzepustowych (rys. 3.83a) według charakterystyki Czebyszewa $\Delta A_p = 0,28$ dB

n	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6	a_7	a_8	a_9
3	1,3451	1,1412	1,3451	—	—	—	—	—	—
4	1,146	1,513	1,513	1,146	—	—	—	—	—
5	1,456	1,307	2,283	1,307	1,456	—	—	—	—
6	1,277	1,528	1,878	1,878	1,528	1,277	—	—	—
7	1,488	1,343	2,388	1,451	2,388	1,343	1,488	—	—
8	1,340	1,508	2,019	1,844	1,844	2,019	1,508	1,340	—
9	1,502	1,357	2,420	1,481	2,480	1,481	2,420	1,357	1,502

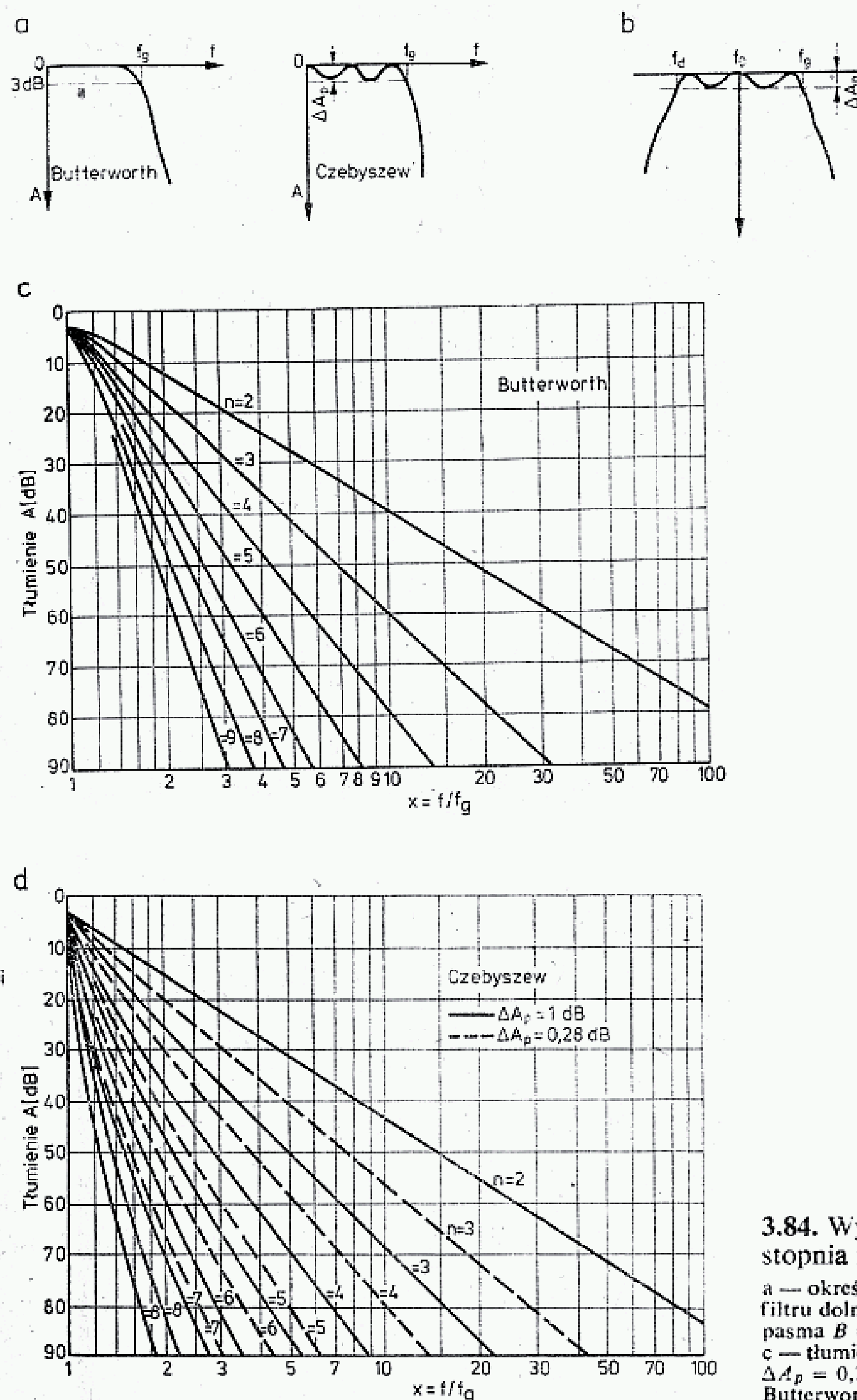
według charakterystyki Butterwortha

n	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6	a_7	a_8	a_9
2	1,414	1,414	—	—	—	—	—	—	—
3	1,000	2,000	1,000	—	—	—	—	—	—
4	0,7654	1,848	1,848	0,7654	—	—	—	—	—
5	0,6180	1,618	2,000	1,618	0,6180	—	—	—	—
6	0,5176	1,414	1,932	1,932	1,414	0,5176	—	—	—
7	0,4450	1,247	1,802	2,000	1,802	1,247	0,4450	—	—
8	0,3902	1,111	1,663	1,962	1,962	1,663	1,111	0,3902	—
9	0,3473	1,000	1,532	1,879	2,000	1,879	1,532	1,000	0,3473

sposób w układzie przy danej częstotliwości f_0 pozbyto się cewek L, a pozostały tylko kondensatory. Zasady inwersji opisano w literaturze [43, 63]. Zastępując z kolei szeregową indukcyjność i pojemność w gałęzi wzdłużnej przez rezonator z parametrami L_s i C_s otrzymuje się układ z rys. 3.83e. Szeregowa ujemna pojemność wpływa na częstotliwość rezonansu szeregowego f_s. Warunkiem minimalnego tłumienia w pasmie przepustowym jest, by reaktancje poszczególnych gałęzi wzdłużnych były jednakowe. Ponieważ przyjmuje się, że wszystkie rezonatory są takie same, tj. ich indukcyjności L_s i pojemności C_s są jednakowe, to warunek jednakowych reaktancji w gałęzi sprowadza się do warunku uzyskania jednakowych wypadkowych pojemności wzdłużnych. Występują więc przypadki, że dla spełnienia tego warunku należy włączyć w gałąź wzdłużną pojemność C_j. Ostatecznie tak uzupełniony układ przybiera postać jak na rys. 3.83f, zaś jego realizacją jest układ z rys. 3.83g. Zawiera on trzy rezonatory kwarcowe, identyczne, lecz pracujące w trochę różnych warunkach obciążeń, dając w efekcie oczekiwaną charakterystykę przenoszenia.

3.9.6.3 Obliczenia kwarcowego filtru drabinkowego

Metoda obliczeń filtru drabinkowego podawana w literaturze profesjonalnej (np. [43]) jest dla amatorów na ogół nieprzystępna. W literaturze amatorskiej ukazały się dwie dobre publikacje: G3JIR [36] przedrukowywane w innych czasopismach,



3.84. Wykresy do określania stopnia filtru:

a — określenie częstotliwości krańcowej f_g filtru dolnoprzepustowego, b — określenie pasma $B = f_g - f_d$ filtru pasmowego, c — tłumienność filtru Czebyszewa z $\Delta A_p = 0{,}28$ dB, d — tłumienność filtru Butterwortha

czasem ze skrótami i błędami oraz UP2NV, [39]. Metoda obliczeń w obu publikacjach oparta jest na pracach Cohna[1], który podał zasady transformacji impedancji, oraz Dishala[2] oraz kilku innych autorów, którzy wprowadzili współczynniki przeliczeniowe i ułożyli praktyczne tablice. Podano tu metody obliczeń zastosowane przez G3JIR i UP2NV i objaśniono je przykładami rachunkowymi. Obliczenia można przeprowadzić za pomocą zwykłego kalkulatora (np. typu LOLEK), korzystając z gotowych współczynników zestawionych w tablicach. Pokazano

---

[1] Cohns.: *Direct Coupled Resonator Filters;* Proc. IRE, February 1957.

[2] Dishal M.: *Modern Network Theory Design of Single Sideband Crystal Ladder Filters*; Proc. IEEE, vol. 53. September 1965.

także uproszczone sposoby wyznaczania współczynników dla filtrów o innych charakterystykach.

UP2NV zaczyna obliczenia od pomiaru parametrów rezonatora L_s, C_s, f_s i f_p objaśnionych w rozdziale 3.9.3, zaś G3JIR stosuje metodę pomiaru próbnego dwukwarcowego filtru. Należy podkreślić, że w obu przypadkach zakłada się stosowanie identycznych rezonatorów oraz, że wyższy stopień filtru n (n — liczba rezonatorów) nie wpływa w zasadzie na szerokość pasma B, lecz jedynie na stromość zboczy, czyli na współczynnik prostokątności K określony wzorem (3.106). Wartości współczynników decydują o głębokości zafalowań ΔA_p objaśnionych na rys. 3.44, zaś stopień filtru o liczbie zafalowań w pasmie przepustowym. W obliczeniach stosowane są znormalizowane wartości częstotliwości, pojemności i rezystancji umożliwiające stosowanie powyższej metody dla każdej częstotliwości obliczeniowej f_0 (p. zal. 3.107).

1. Wybór stopnia filtru, czyli liczby rezonatorów
Dla filtru dolnoprzepustowego znormalizowana częstotliwość x wynosi $x = f/f_0$ [39], zaś dla filtru pasmowo-przepustowego, zgodnie z zależnością (3.108), $x = 2\,(f-f_0)/B = 2\,\Delta f/B$. W filtrach wąskopasmowych można przyjąć, że współczynnik prostokątności $K_p = x$. Na tej podstawie, dla zadanej wartości K_p określa się z rys. 3.84 liczbę stopni n dla filtru Czebyszewa z $\Delta A_p = 0{,}28$ dB lub filtru Butterwortha. Pierwszy rodzaj filtru wybiera się dla SSB, drugi, ze względu na mniejsze dzwonienie (patrz rozdz. 3.9.6.2) dla odbioru CW.

Przykład 1: Przyjęto dla filtru SSB $B_{60}/B = K_{60} = 1{,}7$, a na podstawie rys. 3.84c wyznacza się $n = 8$, podobnie dla filtru CW przyjęto $K_{40} = 3$ i stąd $n = 4$.

2. Parametry obliczeniowe filtru
Rezystancja falowa filtru R i pojemność sprzęgająca C związane są z częstotliwością zależnością:

$$RC = \frac{1}{\omega_0} \tag{3.154}$$

skąd:

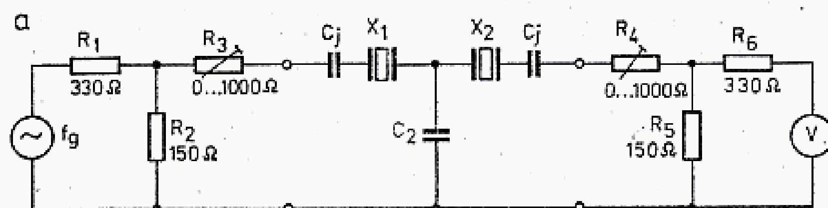
$$C = \frac{1}{\omega_0 R} = \frac{159155}{f_0 \cdot R} \quad [\text{pF, MHz}, \Omega] \tag{3.154a}$$

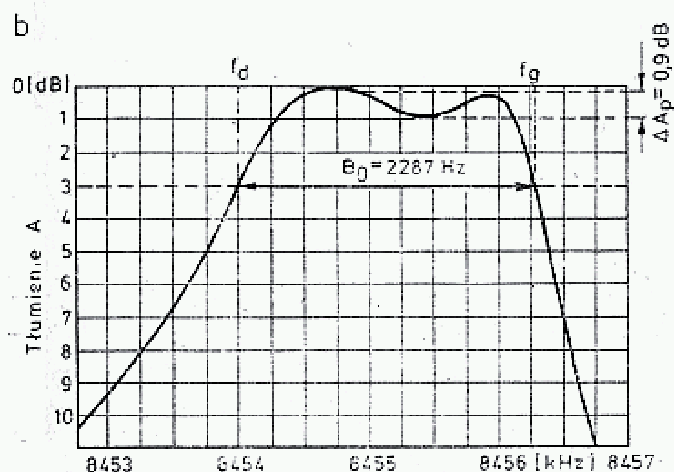
Aby filtr miał żądaną charakterystykę powinien być obciążony rezystancją obciążenia $R_l = R$, przy której nie występuje odbicie i tłumienie A_p jest najmniejsze oraz reaktancje wszystkich ogniw w gałęziach podłużnych powinny być jednakowe. Wartość rezystancji R zależy od przyjętej szerokości pasma B, indukcyjności L_s i stopnia filtru:

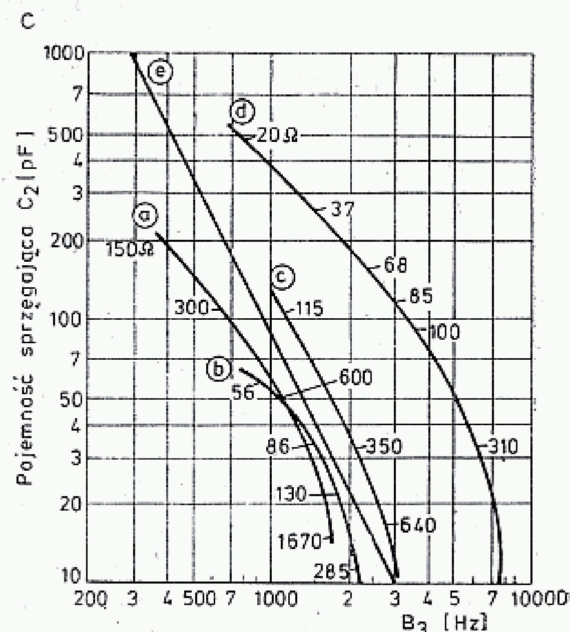
$$R = \frac{2 \cdot \pi \cdot B \cdot L_s}{\alpha_1} \quad [\Omega, \text{H, Hz}] \tag{3.155}$$

gdzie L_s — wyznacza się drogą pomiarów podanych w p. 3.9.3, zaś α_1 — wyznacza się z tablicy 3.2.4 dla danego rodzaju filtru i jego stopnia n.

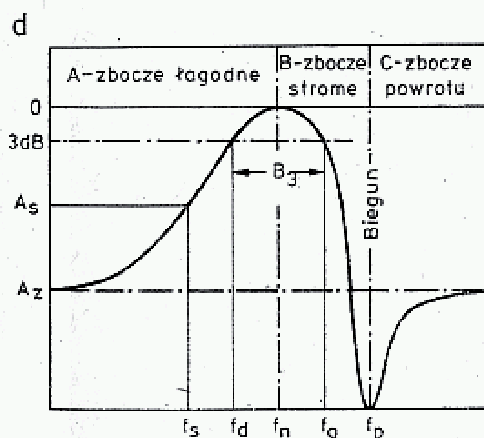
Przykład 2: Zmierzono $f_0 = 5{,}5$ MHz, $L_s = 0{,}0644$ H. Dla filtru SSB przyjęto $B = 2400$ Hz, $n = 8$, $\alpha_1 = 1{,}340$. Stąd $R = 2\pi \cdot 2400 \cdot 0{,}0644/1{,}340 = 724{,}7\ \Omega$. Dla filtru CW: $B = 300$ Hz,

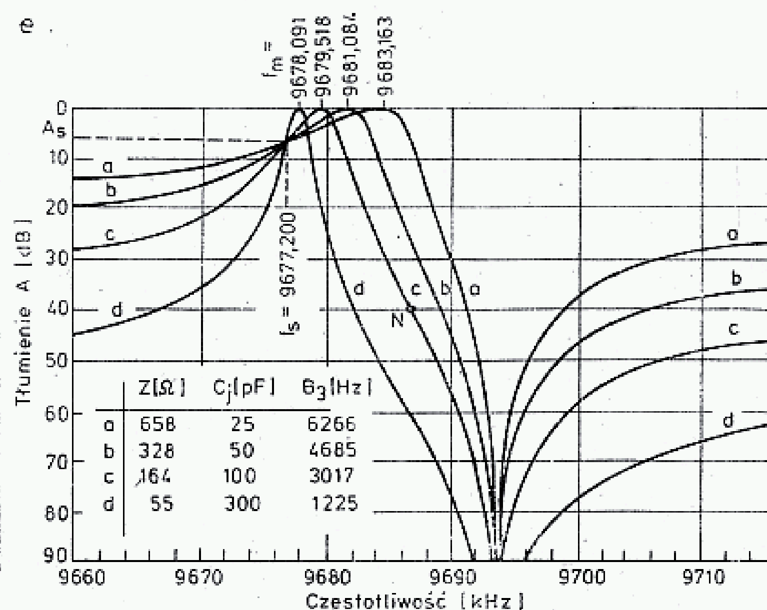






a — HC6U — 3249 kHz, b — HC25 — 34168 kHz, c — HC25 — 8454 kHz, d — HC6U — 9515 kHz, e — zależność teoretyczna $B = K\sqrt{C}$; na wykresach podano wartość rezystancji obciążenia R





	Z[Ω]	Cj[pF]	B3[Hz]
a	658	25	6266
b	328	50	4685
c	164	100	3017
d	55	300	1225

3.85. Próbny filtr dwukwarcowy

a — układ do pomiaru szerokości pasma B_3 w zależności od pojemności C_2 i rezystancji obciążenia R, b — przykład wierzchołka charakterystyki, c — zależność B_3 od pojemności sprzęgającej C_2 dla różnych rodzajów rezonatorów, d — szerokopasmowy obraz charakterystyki z określeniem zboczy, e — zależność charakterystyki filtru od obciążenia i sprzężenia, [69]

$n = 4$, $\alpha_1 = 0,7654$ stąd $R = 158,6\ \Omega$. Pojemności sprzęgające wyniosą: $C = 159155/(5,5 \cdot 724,7) = 39,93$ pF oraz $C = 182,45$ pF dla CW.

W czasie pomiaru L_s wyznacza się szerokość pasma $B_{max} = f_s - f_p$. Powinna być ona większa od wymaganej szerokości pasma filtru, tj. $B_{max} > B$. Jeśli to nie jest spełnione, to należy zastosować inne rezonatory lub zdecydować się na przeciąganie rezonansów, opisane w p. 3.9.6.4.

3. Metoda zastępcza wg G3JIR

W przypadku braku możliwości pomiaru L_s można posłużyć się metodą zastępczą. Montuje się próbny filtr 2.kwarcowy (rys. 3.85a) i nastawia dowolnie wybraną rezystancję obciążenia w granicach $200 \div 1000\ \Omega$, jednakową na obu wejściach $R = R_3 + R_2 = R_4 + R_5$. Następnie oblicza się pojemność sprzęgającą C z równania (3.154a). Pojemność poprzeczną filtru oblicza się ze wzoru:

$$C_2 = k_2 \cdot C \tag{3.156}$$

gdzie $k_2 = 0,613$.

Instaluje się w filtrze kondensator o obliczonej pojemności C_2 oraz kondensator $C_{j1} = C_2$ i mierzy szerokość pasma B_3. Zmieniając wartość R i odpowiednio C_2 na podstawie obliczeń jak wyżej, otrzyma się z pomiarów nowe wartości B_3. Drogą prób znajduje się taką wartość R i C, przy której B_3 odpowiada wartości żądanej. Można także poprzestać na jednym pomiarze, jeśli przy wartościach założonych R_a, C_a i C_{2a} uzyskało się szerokość pasma B_a i na drodze przeliczeń sprowadzi się je do dających żądaną wartość szerokości pasma B_b. Można zastosować tu tu przybliżoną zależność:

$$\frac{B_b^2}{B_a} = \frac{C_a}{C_b} = \frac{R_b}{R_a} = \frac{C_{2a}}{C_{2b}} \tag{3.157}$$

Na rysunku 3.85c pokazano tę zależność dla kilku rodzajów rezonatorów, otrzymaną przez G3VA (Radio Communication 12/1979).

Przykład 3: $f_0 = 8,454$ MHz, $R_a = 641\ \Omega$ oblicza się z zależności (3.154a):
$C = 159155/(8,454 \cdot 641) = 29,37$ pF, $C_2 = C_{J1} = 0,613 \cdot 29,37 = 18$ pF. W tych warunkach zmierzono $B = 2287$ Hz (rys. 3.85b). Wyniki pomiarów przy innych wartościach R i C zestawiono w tablicy 3.9.12. Krótka analiza tablicy wskazuje na zależność pasma od R i C, a także przesuwanie się f_0 w kierunku większych częstotliwości w wyniku przeciągania pojemnością $C_{J1} = C_2$.
Żądane pasmo $B_b = 2400$ Hz można uzyskać przy $R_b = 641 \cdot \left(\frac{2400}{2287}\right)^2 = 706\ \Omega$, $C = 29,37$ $\left(\frac{2287}{2400}\right)^2 = 26,67$ pF, $C_2 = C_{J1} = 0,613 \cdot 26,67 = 16,35$ pF.

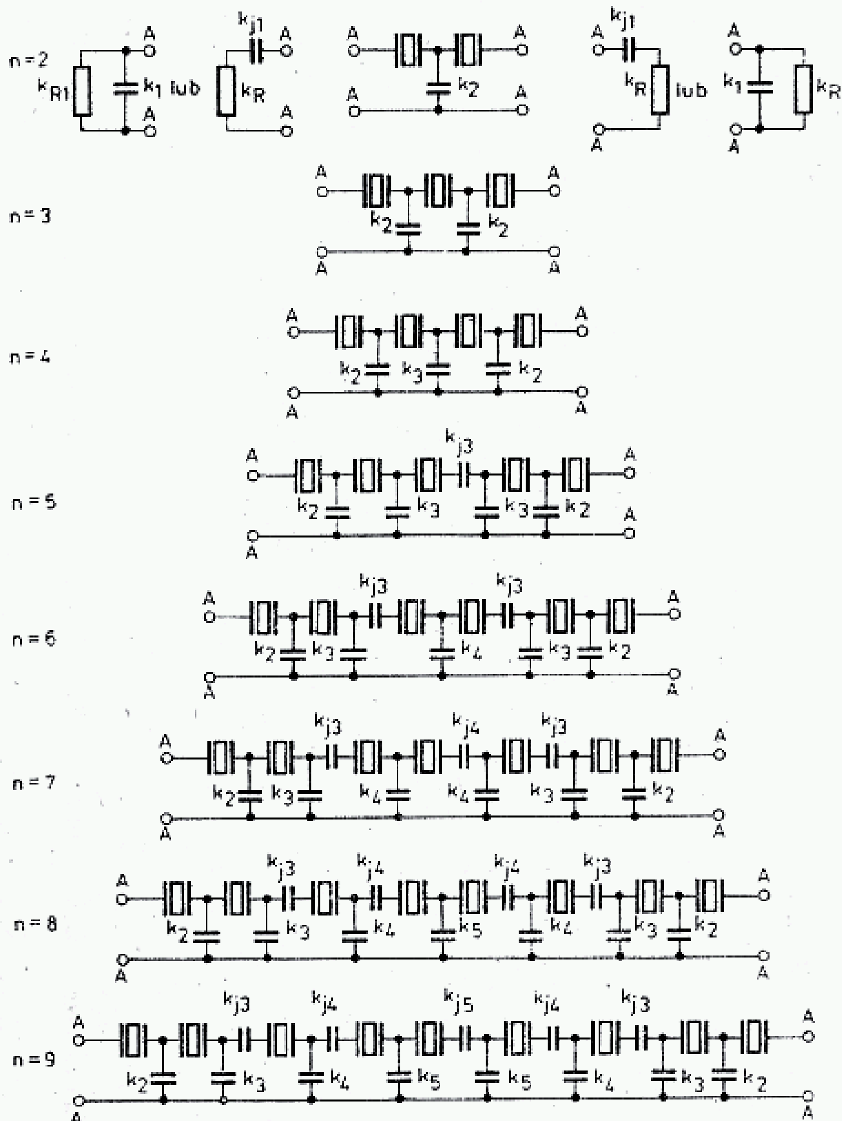
4. Obliczanie pojemności kondensatorów

Znając obliczeniową rezystancję R i pojemność sprzęgającą C oblicza się kolejne wartości pojemności kondensatorów kierując się znormalizowanymi pojemnościami poprzecznymi k_i i wzdłużnymi k_j podanymi na rys. 3.86. Wartości współczynników k_i i k_j podane są w tablicy 3.9.13 dla filtru Czebyszewa z $\Delta A_p = 0,28$ dB, filtru Butterwortha oraz filtru Czebyszewa z $\Delta A_p = 1$ dB. Współczynniki dla dwóch

Tablica 3.9.12

Wyniki pomiarów próbnego filtru 2 kwarcowego (rys. 3.85a)

R [Ω]	C [pF]	C_2 [pF]	f_d [kHz]	f_g [kHz]	B [Hz]	A_p [dB]	f_0 [kHz]
769	24,5	15	8 454,198	8 456,742	2544	1,3	8 455,470
641	29,4	18	8 454,001	8 456,288	2287	0,9	8 455,144
525	35,9	22	8 453,837	8 455,912	2075	0,8	8 454,874
427	44,0	27	8 453,742	8 455,611	1869	0,9	8 454,676
350	53,8	33	8 453,660	8 455,333	1673	0,9	8 454,497



3.86. Filtry drabinkowe z jednakowymi rezonatorami stopnia od $n = 2$ do $n = 9$. Znormalizowane pojemności k_1 do k_5 i k_{j1} do k_{j5}, podane w tablicy 3.9.13 służą do obliczenia pojemności rzeczywistych C_1 do C_5 i C_{j1} do C_{j5}. Filtr może być obciążony w punkcie A-A układem szeregowym C_{j1} i R lub równoległym C_1 i R', gdzie $R' = k_R \cdot R$

pierwszych filtrów przeliczono na podstawie współczynników α z tablicy 3.9.11 oraz zależności:

$$k_i = \frac{\sqrt{\alpha_{i-1} \cdot \alpha_i}}{} \tag{3.158}$$

Znormalizowane pojemności i rezystancja filtrów (rys. 3.86)

Filtr Czebyszewa, $\Delta A_p = 0{,}28$ dB [39]

n	k_1	k_2	k_3	k_4	k_5	k_{J1}	k_{J3}	k_{J4}	k_{J5}	k_{R1}
2	0,5000	1,0000	—	—	—	1,0000	—	—	—	2,0000
3	0,4983	0,9211	—	—	—	0,9211	—	—	—	2,1787
4	0,4813	1,1490	1,3202	—	—	1,3202	—	—	—	1,5737
5	0,4928	0,9475	1,1863	—	—	1,8630	4,7069	—	—	1,7106
6	0,4807	1,0938	1,3265	1,4706	—	1,3265	4,2690	—	—	1,5683
7	0,4915	0,9500	1,2035	1,2510	—	1.2035	3,9483	3,5110	—	1,6904
8	0,4831	1,0608	1,3022	1,4400	1,3761	1,3022	4,0284	3,4608	—	1,5897
9	0,4913	0,9505	1,2065	1,2604	1,2759	1,2065	3,8658	3,2020	3,1908	1,6870

Filtr Butterwortha [39]

n	k_1	k_2	k_3	k_4	k_5	k_{J1}	k_{J3}	k_{J4}	k_{J5}	k_{R1}
2	0,5000	1,0000	—	—	—	1,0000	—	—	—	2,0000
3	0,4714	1,4142	—	—	—	1,4142	—	—	—	1,5000
4	0,3535	1,5538	2,4144	—	—	2,4144	—	—	—	1,1715
5	0,3073	1,6181	2,9108	—	—	2,9108	3,6435	—	—	1,1180
6	0,2852	1,6529	3,1933	3,7326	—	3,1933	2,9666	—	—	1,0981
7	0,2728	1,6740	3,3686	4,2661	—	3,3686	2,7551	2,3506	—	1,0881
8	0,2652	1,6874	3,4835	4,6292	5,028	3,4835	2,6553	2,1515	—	1,0824
9	0,2601	1,6969	3,5639	4,8853	5,5818	3,5639	2,6000	2,0574	1,9547	1,07872

Filtr Czebyszewa, $\Delta A_p = 1$ dB [36]

n	k_1	k_2	k_3	k_4	k_5	k_{J1}	k_{J3}	k_{J4}	k_{J5}	k_{R1}
2	0,4456	0,613	—	—	—	0,613	—	—	—	3,6612
3	0,4700	0,701	—	—	—	0,701	—	—	—	3,0350
4	0,4911	0,712	0,827	—	—	0,827	—	—	—	2,4621
6	0,4938	0,716	0,854	0,872	—	0,854	4,002	—	—	2,3711
8	0,4941	0,716	0,857	0,883	0,888	0,857	3,786	3,280	—	2,3616

skąd:

$$k_1 = \frac{k_{J1}}{1+k_{J1}^2}; \quad k_2 = \frac{\sqrt{\alpha_1 \cdot \alpha_2}}{\alpha_1}; \quad k_3 = \frac{\sqrt{\alpha_2 \cdot \alpha_3}}{\alpha_1};$$

$$k_4 = \frac{\sqrt{\alpha_3 \cdot \alpha_4}}{\alpha_1}; \quad k_5 = \frac{\sqrt{\alpha_4 \cdot \alpha_5}}{\alpha_1} \tag{3.158a}$$

Współczynnik k_J oblicza się z warunku jednakowych reaktancji w gałęziach wzdłużnych, w zależności od liczby stopni n.

Dla $n = 2$ i 3:

$$k_{J1} = k_2 \tag{3.159a}$$

Dla $n = 4 \div 9$:

$$k_{J1} = k_3 \tag{3.159b}$$

Ponadto dla $n = 5$:

$$k_{j3} = \frac{1}{1/k_2 - 1/k_3} \tag{3.159c}$$

Dla $n = 6 \div 9$:

$$k_{j3} = \frac{1}{1/k_2 - 1/k_4} \tag{3.159d}$$

Dla $n = 7$:

$$k_{j4} = \frac{1}{1/k_2 + 1/k_3 - 2/k_4} \tag{3.159e}$$

Dla $n = 8$ i 9:

$$k_{j4} = \frac{1}{1/k_2 + 1/k_3 - 1/k_4 - 1/k_5} \tag{3.159f}$$

Dla $n = 9$:

$$k_{j5} = \frac{1}{1/k_2 + 1/k_3 - 2/k_5} \tag{3.159g}$$

Pojemności poszczególnych kondensatorów podanych w wartościach znormalizowanych przelicza się na wartości rzeczywiste wg wzorów:

$$C_i = k_i \cdot C; \qquad C_j = k_j \cdot C \tag{3.160a, b}$$

zaś rezystancje obciążenia:

$$R_L = k_R \cdot R \tag{3.160c}$$

Podane w tablicy 3.9.13 znormalizowane wartości powstały przy założeniu, że $k_R = 1$ i stąd $R_L = R$, czyli rezystancji obliczeniowej.

Obciążenie dołączone do filtru po obu stronach wnosi zazwyczaj własną pojemność C_L, którą należy uwzględnić przy ustalaniu wartości C_{j1}. Lepszym rozwiązaniem jest jednak transformacja układu szeregowego C_{j1} i R_L na równoległy C_1 i R_{L1}. Wtedy to C_1 oblicza się korzystając ze wzoru (3.160a) podstawiając $i = 1$, oraz k_1 ze wzoru (3.158a), zaś R_{L1} korzystając ze wzoru (3.160c) i podstawiając k_{R1} z tablicy lub wzorów:

$$k_{R1} = \frac{1}{1 + k_{j1}^2} \tag{3.161}$$

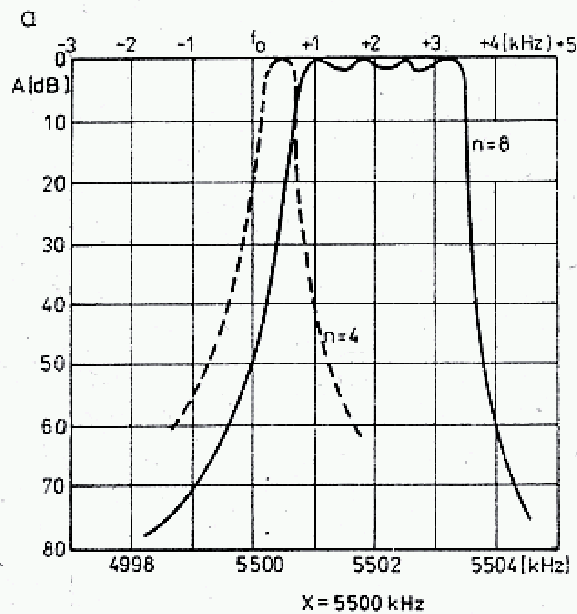
W takim układzie można zastosować kondensator o takiej wartości, by wraz z pojemnością obciążenia C_L dołączoną równolegle dał pojemność obliczeniową C_1.

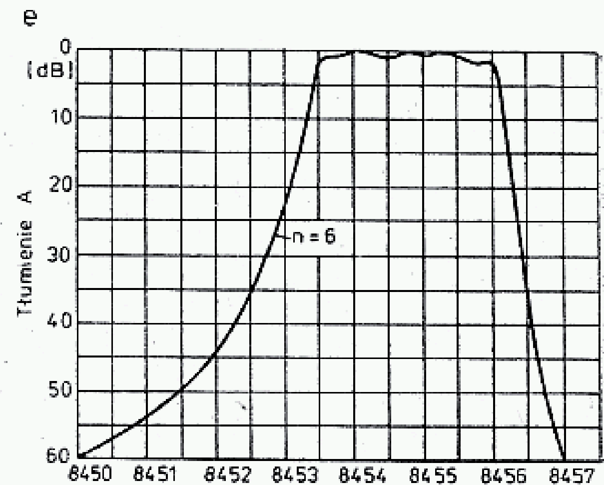
Przykład 4: (cd. przykładu 1). Filtr SSB Czebyszewa, $f_0 = 5{,}5$ MHz, $R = 724{,}7\ \Omega$, $C = 39{,}93$ pF. Z rysunku 3.86 i tablicy 3.9.13 oblicza się: $C_2 = 1{,}0608 \cdot 39{,}93 = 42{,}4$ pF; $C_3 = 52{,}0$ pF, $C_4 = 57{,}5$ pF, $C_5 = 55{,}0$ pF, $C_{j1} = 52{,}0$ pF, $C_{j3} = 161$ pF, $C_{j4} = 138$ pF, $C_1 = 19{,}3$ pF, $R_1 = 1{,}5897 \cdot 724{,}7 = 1152\ \Omega$. Filtr CW Butterwortha, $f_0 = 5{,}5$ MHz, $n = 4$, $R = 159$, $C = 182{,}45$ pF, $C_2 = 1{,}5538 \cdot 182{,}45 = 283{,}5$ pF, $C_3 = 440{,}5$ pF, $C_1 = 64{,}5$ pF, $C_{j1} = 440{,}5$ pF, $R_1 = 186\ \Omega$.

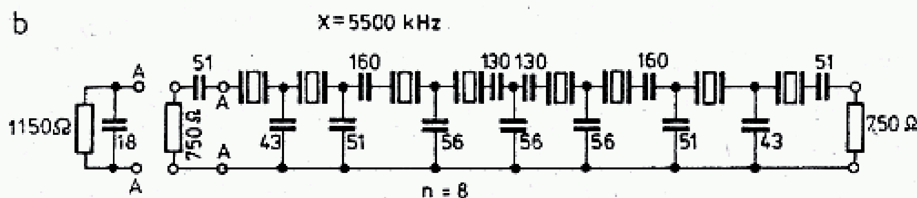
Przykład 5: Filtr Czebyszewa $\Delta A_p = 1$ dB wg G3JIR; $n = 6$, $B = 2400$ Hz, $R = 706\ \Omega$, $C = 26{,}67$ pF, $f_0 = 8{,}454$ MHz, $C_2 = 0{,}716 \cdot 16{,}35 = 19{,}1$ pF, $C_3 = 22{,}8$ pF, $C_4 = 23{,}3$ pF, $C_{j1} = 22{,}8$ pF, $C_{j3} = 106{,}7$ pF, $C_1 = 13{,}2$ pF, $R_1 = 1674\ \Omega$.

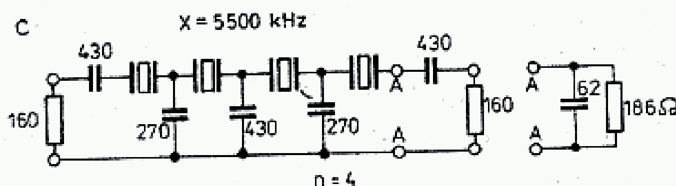
Na rysunku 3.87 pokazano schematy wykonanych filtrów i ich zmierzone charakterystyki. Przy schematach dorysowano alternatywne obciążenie równoległe.

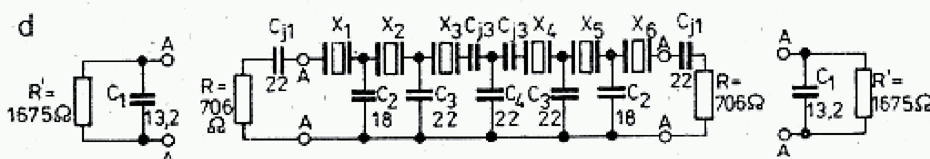
Przy wykonywaniu filtrów stosowano kondensatory o tolerancji ±5% i ±10%, dobierając odpowiednie wartości z ciągu E24 i E12. Powodowało to dość znaczne odchylenia od wartości obliczonych. Odchylenia te oraz pewne różnice w parametrach kwarców spowodowały, że otrzymane charakterystyki nieco różnią się od teoretycznych. W szczególności w filtrze G3JIR zafalowanie w pasmie przepustowym jest niejednorodne. W obu filtrach wyraźnie obserwuje się większą stromość prawego zbocza, wywołaną bliskością bieguna f_p.











3.87. Filtry wykonane na podstawie przeliczeń w przykładzie 1 i 2 [36 i 39]

a, e — charakterystyki filtrów, b — filtr SSB Czebyszewa: ΔA_p = 0,28 dB, B = 2400 Hz, c — filtr Butterwortha CW: B = 300 Hz, d — filtr SSB Czebyszewa: ΔA_p = 1. Obok schematów dorysowano alternatywne układy obciążenia

3.9.6.4 Parametry innych filtrów

Parametry innych filtrów niż podane w tablicy 3.9.13 można obliczyć stosując przybliżone równania podanych przez G3JIR, [36]. Przy sprawdzaniu współczynników podanych w tablicy 3.9.13 za pomocą podanych wzorów otrzymano pełną zgodność dla filtru wg G3JIR i pewną rozbieżność w stosunku do filtrów wg UP2NV.

1. Najpierw w filtrze Czebyszewa założoną wartość zafalowania ΔA_p w dB przelicza się na wartości bezwzględne:

$$s = 10^{\frac{\Delta A_p}{20}} \tag{3.162}$$

2. Wartość pomocnicza t:

$$t = \frac{1}{n}\operatorname{arc\,th}\frac{1}{s} = \frac{1}{2n}\ln\frac{s+1}{s-1} \tag{3.163}$$

gdzie: n — liczba stopni filtru (liczba rezonatorów kwarcowych).

Przykład 6: $\Delta A_p = 1$ dB, $s = 1{,}122$, $t = 0{,}47599$.

3. Współczynnik rezystancji falowej wynosi:

$$k_R = \frac{\sinh t}{\sin(90/n)} = \frac{e^t - e^{-t}}{2\sin(90/n)} \tag{3.164}$$

$$k_R = \frac{e^{0{,}476} - e^{-0{,}476}}{2\sin(90/3)} = 0{,}9883$$

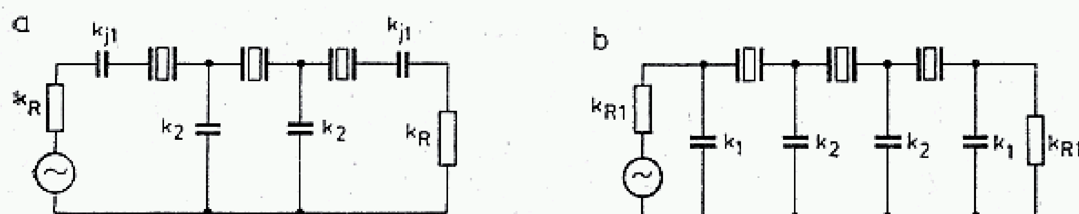
4. Współczynniki pojemności C_2 do C_n wynoszą:

$$k_{i+1} = \sqrt{\frac{\cos(180/n) - \cos(360i/n)}{\cosh 2t - \cos(360\, i/n)}} \tag{3.165}$$

gdzie: $i = 1, 2, \ldots, (n-1)$ oraz $\cosh 2t = \frac{1}{2}(e^{2t} + e^{-2t})$. Więc dla $n = 3$ występują tylko k_2 i k_3; ch $2t = 1{,}4884$

$$k_2 = k_3 = \sqrt{\frac{\cos 180/3 - \cos 360.\ 1/3}{1{,}4884 - \cos 360.\ 1/3}} = \sqrt{\frac{\cos 60 - \cos 120}{1{,}4884 - \cos 120}} = 0{,}70916$$

W końcu otrzymuje się filtr pokazany na rys. 3.88.



3.88. Filtry dla których wartości znormalizowane obliczono za pomocą wzorów ogólnych

5. Ponieważ przy normalizacji powinno być $k_R = 1$ dlatego otrzymane wartości rezystancji i impedancji dzieli się przez 0,9883, co oznacza, że pojemności mnoży się przez 0,9883. Otrzymuje się ostatecznie:

$$k_R = 1;\ k_2 = 0{,}701;\ k_1 = 0{,}470;\ k_{R1} = 3{,}035$$

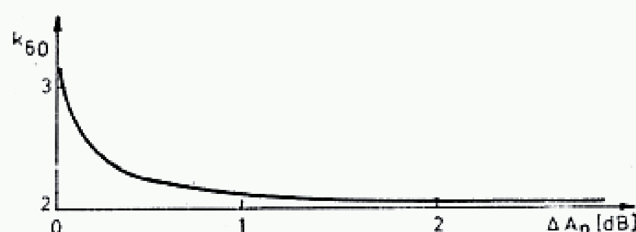
6. Dla filtru Butterwortha stosuje się wzory:

$$k_R = 1/\sin(90/n) \tag{3.164a}$$

oraz

$$k_{i+1} = \sqrt{\frac{\cos(180/n) - \cos(360.\ i/n)}{2}} \tag{3.165a}$$

7. Wartości znormalizowane k_j i k_{R1} można obliczyć posługując się wzorami (3.159) i (3.160), a konkretne pojemności i rezystancje wzorami (3.160a).



3.89. Zależność współczynnika prostokątności K_{60} od zafalowania ΔA_p w filtrze 6. stopnia ($n = 6$)

W filtrach Czebyszewa zwiększając zafalowanie do pewnych granic uzyskuje się lepszy współczynnik prostokątności K_p. Pokazano to na rys. 3.89 dla filtru 6-stopniowego ($n = 6$). Przy dokładnych obliczeniach należy posługiwać się metodą opracowaną przez Dishala i wspomnianymi tablicami (p. 3.9.6.3).

8. Podana metoda projektowania filtrów była oparta na opracowaniach Amstutza, na które powołują się w [36 i 39]. Metodę obliczeń opartą na opracowaniach Dishal'a podaje G3JIR, [69]. W metodzie tej stosowane są inne wzory i współczynniki obliczeniowe, lecz zasady pozostają te same, a układem wyjściowym jest filtr próbny 2-kwarcowy. Podano tu sposób obliczeń filtrów SSB dla dolnego zbocza (LBF) typu Butterwortha i Czebyszewa z różnymi zafalowaniami ΔA_p, za pomocą wzorów, wykresów oraz podano program obliczeń na komputerze. Ze względu na obszerność materiału oraz pewne niejasności metoda ta nie jest w niniejszej książce rozwijana.

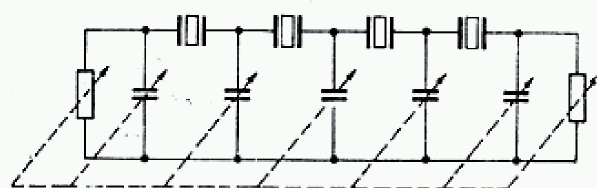
Istotą tej metody jest podzielenie charakterystyki filtru na 3 odcinki (rys. 3.85d) ze zboczem łagodnym A, stromym B i powrotu C z biegunem między B i C, odpowiadającym częstotliwości f_p. Charakterystyki te są opisane wzorami nawiązującymi do charakterystyk filtru dolnoprzepustowego (rys. 3.84). Z analizy teoretycznej potwierdzonej pomiarami wynika, że przy zmianie impedancji obciążenia zmienia się położenie częstotliwości środkowej f_m, szerokość pasma B_3 oraz, że wszystkie charakterystyki filtru przechodzą przez wspólny punkt, odpowiadający częstotliwości f_s i tłumieniu A_s (rys. 3.85e). Tłumienie to zależy od rzędu n filtru i jego rodzaju. Obliczenia częstotliwości środkowej f_m, szerokości pasma B_3 oraz kształtu charakterystyki odnoszone do położenia tego wspólnego punktu w filtrze próbnym. W filtrach wąskopasmowych szerokość pasma zależy głównie od impedancji obciążenia i w filtrze Czebyszewa z zafalowaniem 1 dB praktycznie nie zależy od rzędu filtru. Rząd filtru, a więc liczba rezonatorów wpływa na stromość zbocza łagodnego A oraz na tłumienie zaporowe A_z. Na zakończenie należy dodać, że zafalowanie $\Delta A_p = 1$ dB ledwo dostrzegalnie wpływa na barwę sygnału mowy, a w filtrach firmowych spotyka się nawet $\Delta A_p = 2$ dB.

3.9.6.5 Modyfikacja filtrów drabinkowych

W poprzednim rozdziale wykazano zależność szerokości pasma B_3 od przyjętych parametrów R i C. Widać to w tablicy 3.9.12 i na rys. 3.85e. Przy zmianie wartości R i C zmieni się szerokość pasma B_3 i jednocześnie zmienia się częstotliwość środkowa f_0. Wzór empiryczny określa f_0 w zależności od częstotliwości rezonansu szeregowego rezonatora f_s i szerokości pasma B:

$$f_0 = f_s + \frac{B}{2} \tag{3.166}$$

W filtrach do stopnia 4. ($n = 4$) mogą nie występować pojemności wzdłużne, zaś pojemności poprzeczne $C_1 \div C_n$ mogą być zmieniane agregatem pojemnościowym lub skokowo, za pomocą przełącznika (rys. 3.90). Wymaga to



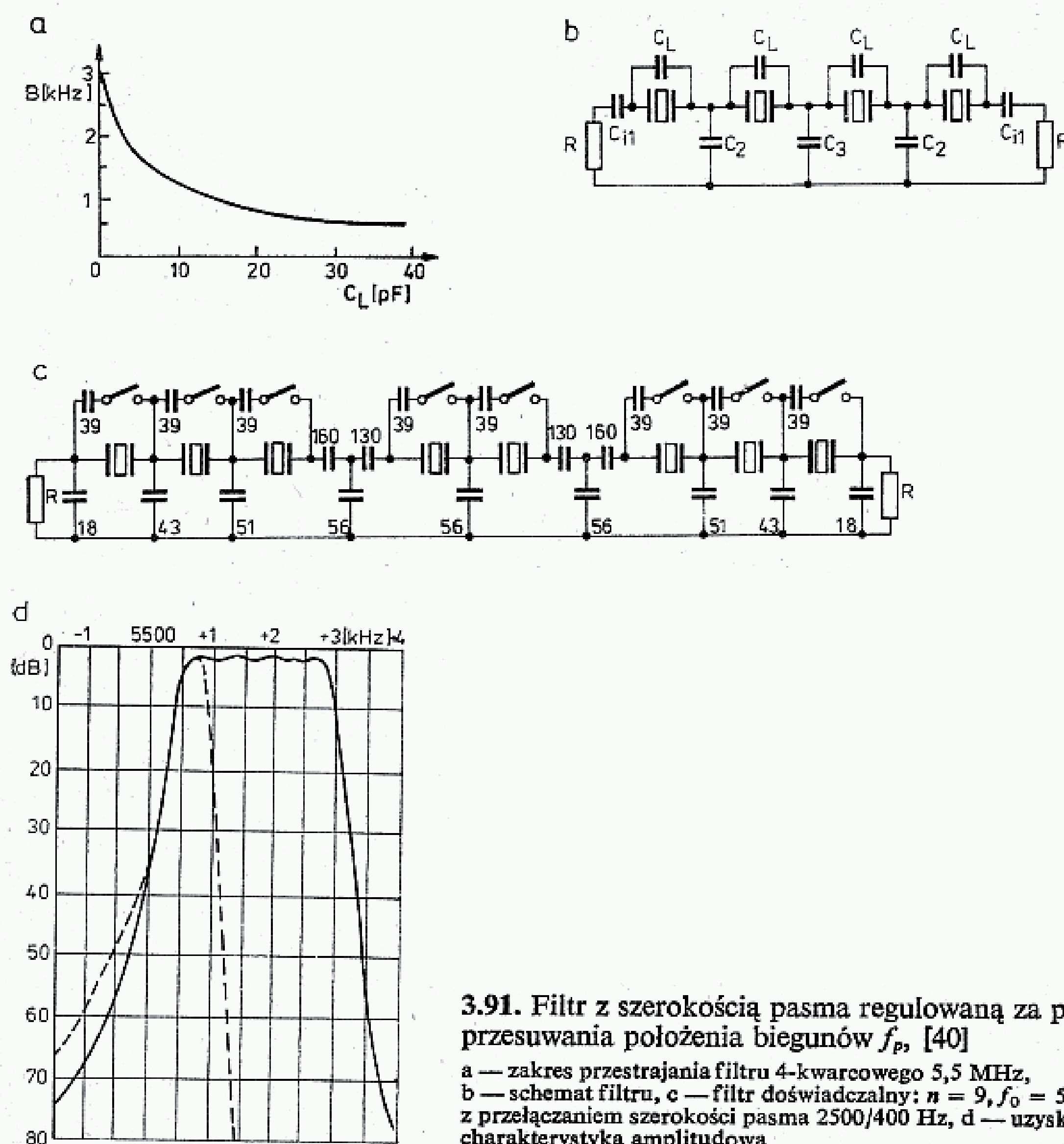
3.90. Filtr z płynnie zmienianą szerokością pasma

jednak jednoczesnej odpowiedniej zmiany rezystancji obciążenia. Przy stosowaniu agregatu trudno jest uzyskać współbieżność różnych pojemności i potencjometrów oraz łatwo pojawiają się sprzężenia pasożytnicze wejście — wyjście filtru. Układ z przełącznikiem jest pod tym względem lepszy, gdyż wartości C i R można dobrać optymalnie i łatwiej jest ekranować poszczególne sekcje.

Lepsze jest rozwiązanie polegające na przesuwaniu położenia bieguna f_p. W pokazanych na poprzednich rysunkach charakterystykach prawe zbocze jest bardziej strome w wyniku oddziaływania rezonansu równoległego f_p. Przesuwając położenie tego bieguna w kierunku mniejszych częstotliwości uzyskuje się zawężenie pasma, przy czym parametry obliczeniowe C i R oraz pojemności C_j i C_i prawie się nie zmieniają.

Jak to wyjaśniono w p. 3.9.4 i na rys. 3.73 przesunięcie f_p uzyskuje się przez zwiększenie pojemności C_0. Wartość dodatkowej pojemności C_L dobiera się eksperymentalnie, przyjmując jednakową dla wszystkich rezonatorów. W doświadczalnym układzie 4-kwarcowym, [40], zmiana pasma przy $f_0 = 5{,}5$ MHz wynosiła $B = 3000$ do 200 Hz (rys. 3.91a i b) Ze względu na rozrzuty parametrów poszczególnych rezonatorów nie jest wskazane projektowanie zbyt szerokopasmowego filtru ($B > 3000$ Hz) i zawężanie go poniżej 20 Hz, gdyż mogą wystąpić gwałtowne wzrosty tłumienia w pasmie przepustowym i wzroście wrażliwości na wpływ temperatury. Na rysunku 3.91c i d pokazano filtr 8-kwarcowy z rys. 3.87b, w którym pojemności C_L są dołączane przekaźnikiem typu RES91 oraz uzyskaną charakterystyką przenoszenia filtru, [40].

Wyniki uzyskane przez UP2NV są bardzo interesujące. Zamiast przekaźników łączących kondensatory można zastosować jeden z układów przełączania diodami, a nawet można pomyśleć o filtrze przestrajanym diodami pojemnościowymi. Filtr taki musi pracować przy bardzo małym poziomie sygnału, by na nieli-

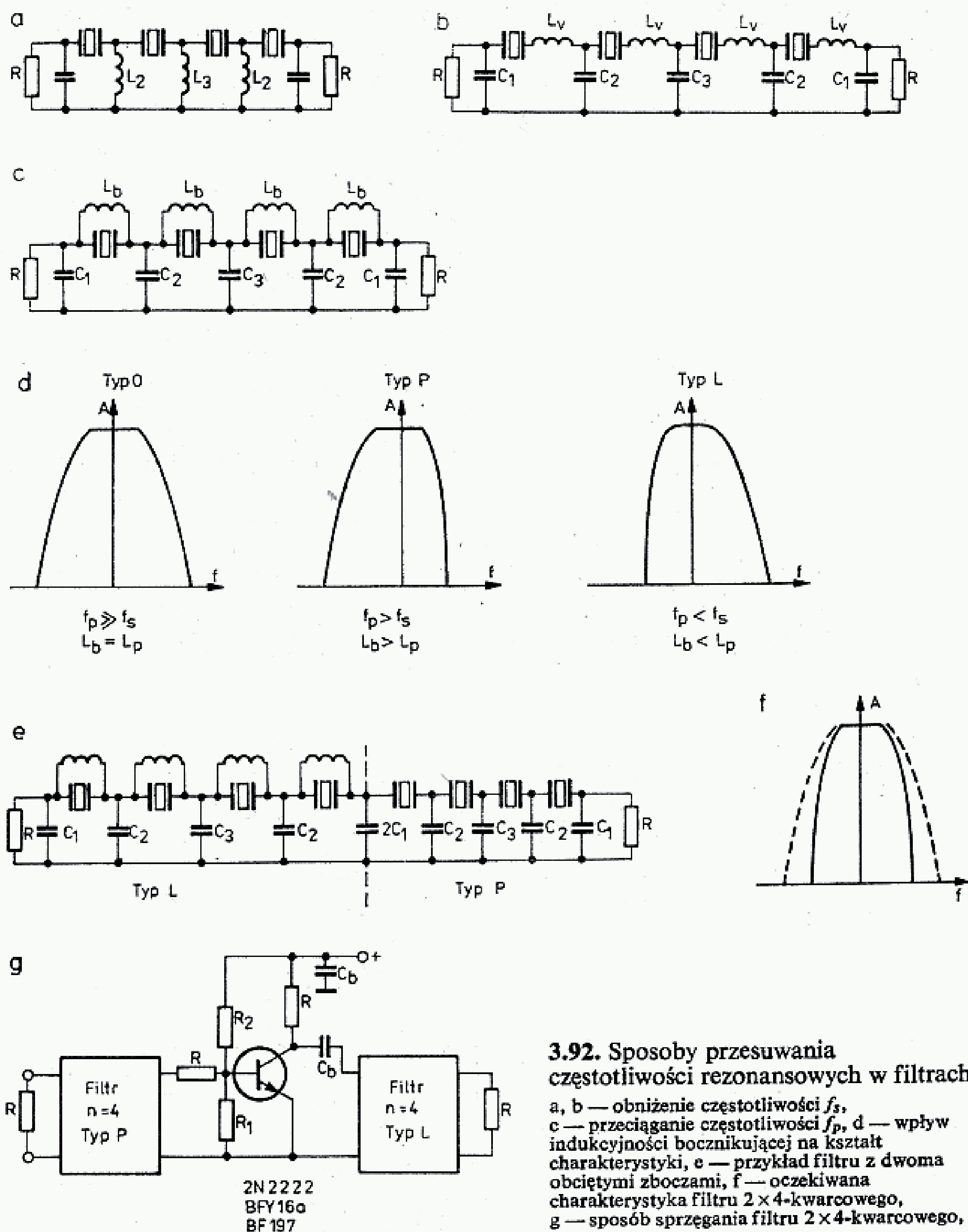


3.91. Filtr z szerokością pasma regulowaną za pomocą przesuwania położenia biegunów f_p, [40]
a — zakres przestrajania filtru 4-kwarcowego 5,5 MHz, b — schemat filtru, c — filtr doświadczalny: $n = 9$, $f_0 = 5{,}5$ MHz z przełączaniem szerokości pasma 2500/400 Hz, d — uzyskana charakterystyka amplitudowa

niowości diod nie następowało nadmierne generowanie harmonicznych, gdyż to drastycznie może wpłynąć na dynamikę odbiornika.

Należy przypomnieć, że maksymalna szerokość pasma zależy od odległości rezonansów, gdyż $B_{max} = f_p - f_s$. W praktycznie wykonanym filtrze pojemności montażowe i rozproszenia dodają się do C_0, powodując zmniejszenie f_p i zawężenie pasma, zaś pojemności skracające C_j powodują zwiększenie f_s (p. tablica 3.9.12). W niektórych typach rezonatorów szerokość B_{max} może być niewystarczająca dla wykonania filtru SSB. W tym przypadku można przesunąć f_s w kierunku mniejszych częstotliwości włączając w miejsce kondensatorów sprzęgających cewki o takiej samej reaktancji ($X_L = X_C$), w sposób pokazany na rys. 3.92a. W doświadczalnym filtrze 4-kwarcowym N7WD, [41], uzyskał przy $f_0 = 5910$ kHz rozszerzenie pasma z 1000 do 4500 Hz po włączeniu cewek L_2 i L_3 o indukcyjności 26 μH. Próby w układzie 3.92b dały poszerzenie pasma do 2110 Hz przy $R = 200\ \Omega$, lecz tłumienie w pasmie przenoszenia wzrosło do $A_p = 19$ dB (13 dB przy $R = 400\ \Omega$ i $B = 1970$ Hz). Występowanie stratnych cewek w obwodzie rezonansowym powoduje znaczne pogorszenie sprawności filtru i dlatego takie rozwiązanie jest rzadko stosowane.

Przesuwanie położenia bieguna f_p opisano w rozdziale 3.9.5.2 dla filtrów



3.92. Sposoby przesuwania częstotliwości rezonansowych w filtrach

a, b — obniżenie częstotliwości f_s, c — przeciąganie częstotliwości f_p, d — wpływ indukcyjności bocznikującej na kształt charakterystyki, e — przykład filtru z dwoma obciętymi zboczami, f — oczekiwana charakterystyka filtru 2×4-kwarcowego, g — sposób sprzęgania filtru 2×4-kwarcowego,

różnicowych. W filtrach drabinkowych zamiast pojemności kompensującej C_a można stosować cewkę równoległą L_b (rys. 3.92c). W miarę zmniejszania indukcyjności cewki L_b, czemu odpowiada zwiększenie C_a, położenie f_p przesuwa się w kierunku większych częstotliwości. Zjawisko to opisano w rozdziale 3.9.4. Mają tu zastosowanie wzory (3.133) do (3.136) oraz rys. 3.73b. W układzie z równoległą indukcyjnością L_b powstają dwa bieguny: f_{p1} i f_{p2} położone po obu stronach f_s. Gdy $L_b = L_p = \dfrac{1}{\omega_s^2 C_p}$ (wzór 3.138), to występuje kompensacja pojemności równoległej i bieguny znajdują się w nieskończoności. Pojemność C_p obejmuje pojemność statyczną rezonatora C_0 i pojemność własną cewki C_L, czyli $C_p = C_0 + C_L$. Jeśli indukcyjność cewki bocznikującej różni się od wartości L_p, dającej rezonans,

o ΔL, przy czym ΔL może przybierać wartości dodatnie lub ujemne, to szerokość pasma $B_{max} = f_{pL} - f_s$ wyniesie:

$$f_{pL} - f_s = \frac{C_s(L_p + \Delta L)f_s}{2C_p \Delta L} \tag{3.167}$$

i dla zadanej wartości $B_{max} = f_{pL} - f_s$ można obliczyć

$$L = \frac{L_p}{\frac{f_{pL} - f_s}{f_s} \cdot \frac{2C_p}{C_s} - 1} \tag{3.168}$$

Przykład: Rezonator o $f_s = 5910$ kHz, $C_s = 0{,}0046$ pF = 4,6 pF; $C_0 = 4{,}5$ pF, $C_L = 3{,}5$ pF. Z zależności (3.125) można obliczyć $f_p - f_s = 5910 \frac{0{,}0064}{2 \cdot 4{,}5} = 3021$ Hz, co jest zdecydowanie za mało dla filtru SSB. Indukcyjność L_p, będąca w rezonansie z C_p wynosi (wg zależności 3.138)

$$L_p = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 5{,}910 \cdot 10^6)^2 \cdot (3{,}5 + 4{,}5) \cdot 10^{-12}} = 91 \ \mu\text{H}.$$

Zakładając, że f_{pL} ma być o 10 kHz większe od f_s otrzymuje się

$$\Delta L = \frac{91}{\frac{-10}{5{,}910} \cdot \frac{2{,}8}{0{,}0046} - 1} = -18{,}9 \ \mu\text{H}.$$

Cewka bocznikująca powinna więc mieć indukcyjność $L_b = 91 - 18{,}9 = 72{,}4$ μH. Jeśli f_{pL} ma być o 12 kHz większe od f_s, to można obliczyć $\Delta L = +15$ μH i cewka powinna mieć wartość $L_b = 91 + 15 = 106$ μH.

W układzie pojawią się ponadto dodatkowe, dość odległe rezonanse, opisane w rozdziale 3.9.4. Stosując prosty obwód LC przed lub za filtrem można pozbyć się wpływu tych rezonansów.

Odpowiednio dobierając indukcyjność bocznikującą L_b można zmieniać położenie bieguna $f_{p1,2}$ w stosunku do f_s. Pozwala to na kształtowanie także lewego zbocza charakterystyki (rys. 3.92d). W szczególności można uzyskać charakterystykę symetryczną (typ 0), prawostronnie obciętą (typ P) i lewostronnie obciętą (typ L).

Korzystając z tych właściwości można zrobić filtr o dwustronnie obciętych zboczach, jeśli niektóre jego sekcje będą miały rezonatory zbocznikowane cewkami. Ponieważ filtry 4-stopnia nie wymagają pojemności wzdłużnych C_j nadają się one najbardziej do eksperymentów. Łącząc dwa takie filtry, jeden typ L i drugi typ P otrzymuje się filtr 8-stopnia, który powinien mieć charakterystykę bardziej prostokątną niż konwencjonalny filtr drabinkowy 8-stopnia.

Sprzężenie filtrów można zrealizować za pomocą pojemności $2C_1$. Chociaż indukcyjności równoległe wzdłużne L_b nie powinny w istotnym stopniu wpływać na impedancję falową, to może być konieczne sprzężenie obu filtrów za pośrednictwem tłumika typu T lub π o tłumieniu 0,5÷3 dB. Dalszą możliwość, najbardziej obiecującą, daje sprzężenie obu filtrów za pośrednictwem odpowiednio dopasowanego tranzystora włączonego między filtr typu L i filtr typu P. Wzmocnienie tranzystora powinno być tak dobrane, by zaledwie pokrywało dodatkowe tłumienie

kaskady filtrów. Dla utrzymania dużej dynamiki filtru tranzystor powinien pracować na liniowej części charakterystyki i mieć prąd kolektora rzędu kilkunastu miliamperów (rys. 3.92g).

3.9.6.6 Filtry drabinkowe overtonowe

W konstrukcji najnowocześniejszych odbiorników, a także transceiverów dominuje tendencja stosowania pierwszej pośredniej częstotliwości w zakresie 35 do 70 MHz. Celowe byłoby zastosowanie dla pierwszej p.cz. także wąskopasmowego filtru. Obecnie produkowane są już filtry kwarcowe dla tych częstotliwości. Wykorzystują one drgania na harmonicznych, a ściślej na overtonach. Overtonem nazywa się drgania mechaniczne wyższego rzędu rezonatora kwarcowego, o częstotliwości zbliżonej do harmonicznych elektrycznych (p.p. 3.9.2). Z tablicy 3.9.1 wynika, że rezonator wzbudzony na overtonie ma znacznie mniejszą pojemność szeregową C_s (p. wzór 3.127), skutkiem czego odległość rezonansów f_p i f_s jest mniejsza. Można o tym wnioskować także na podstawie danych z tablicy 3.9.2. Z tych powodów na filtry drabinkowe stosuje się przeważnie rezonatory pracujące na 3-overtonie.

Posiadane rezonatory sprawdza się w układzie pokazanym na rys. 3.72, mierząc częstotliwości f_{sn} i f_{pn} na overtonie, przy którym rezonator ma pracować. Jeśli $B_{max} = f_{pn} - f_{sn}$ jest mniejsze niż $3 \div 4$ kHz, to nie uda się zrobić filtru SSB 2400 Hz. Sprawa przeciągania f_{pn} lub f_{sn} jest bardziej złożona (p.p. 3.9.4) niż na częstotliwości podstawowej. Przy pomiarach w układzie z rys. 3.72 mogą wystąpić trudności aparaturowe. Jako generator można zastosować oscylator z kwarcem o częstotliwości f_0, podobnym do badanego, lecz wzbudzonym na częstotliwości nie overtonowej, lecz podstawowej, a więc 3-krotnie lub 5-krotnie mniejszej. Stosuje się tu układy ze znacznym przeciąganiem (p. 3.9.4).

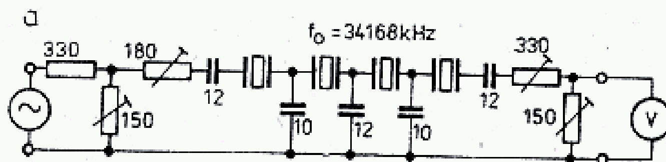
Za oscylatorem stosuje się powielacz ($\times 3$ lub $\times 5$) z prostym filtrem pasmowym *LC* na 3-cią lub 5-harmoniczną, który znacznie osłabi przeszkadzający w pomiarach sygnał o częstotliwości podstawowej. Oczyszczonym sygnałem steruje wtórnik emiterowy. Pomiar częstotliwości miernikiem cyfrowym można przeprowadzać na częstotliwości oscylatora. Na wyjściu układu pomiarowego sonda diodowa w.cz. może być za mało czuła, zaś górna częstotliwość pracy miliwoltomierzy zazwyczaj jest mniejsza od 25 MHz. W tej sytuacji zamiast woltomierza można włączyć konwerter lub dowolny mieszacz o dużej dynamice (diodowy) i poziom sygnału mierzy się po nim na znacznie mniejszej częstotliwości, znanymi metodami. Pomiary należy przeprowadzać bardzo starannie, w sposób przemyślany i to kilkakrotnie, gdyż rezonanse są trudniejsze do uchwycenia. G3JIR podaje [37], że dla kwarcu oznaczonego $f_0 = 34{,}16$ MHz (3-overton) zmierzył $f_s = 11\,383$ kHz, $f_p = 11\,404$ kHz czyli $B_{max} = 20{,}6$ kHz, zaś na 3-cim overtonie $f_{3s} = 34\,166{,}3$ kHz, $f_{3p} = 34\,171{,}5$ kHz czyli $B_{max} = 5{,}2$ kHz, a więc rezonator taki powinien nadawać się do wykonania filtru SSB. Warto przy okazji porównać częstotliwości f_3 i $3f$, a mianowicie: $3f_s = 34\,150{,}2$ kHz, i $3f_p = 34\,212$ kHz. Zestawiając te częstotliwości z f_3 można zauważyć, że $f_{3s} > 3f_s$ oraz $f_{3p} < 3f_p$, co wyjaśnia zawężenie pasma B_{max}.

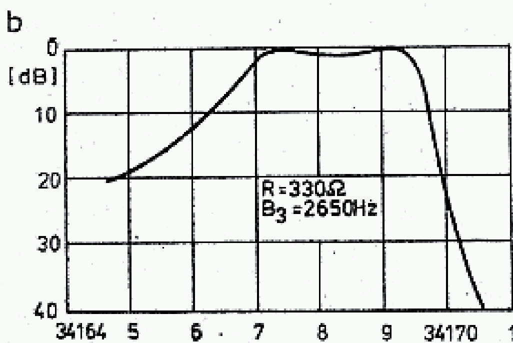
Można zmontować próbny filtr 2-kwarcowy, wg. rys. 3.85. Ponieważ R wypada w zakresie 50 do 300 Ω, pomija się wiec R_3 i R_4, a rezystory R_2 i R_5

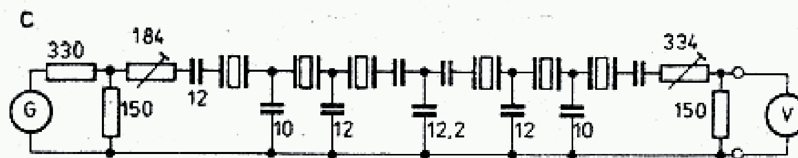
Tablica 3.9.14

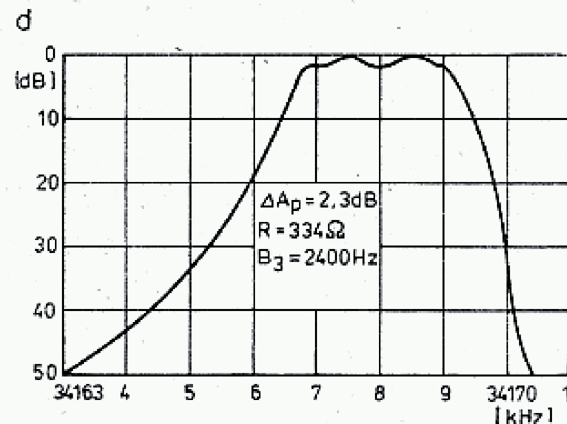
Pomiary filtru próbnego na 3-overtonie 34 168 kHz [37]

R [Ω]	C [pF]	C_2 [pF]	B_3 [Hz]
86	54	33	1442
130	36	22	1747
285	16,4	10	2184









3.93. Filtr overtonowy dla f_0 = 34168 kHz
a, b — filtr próbny 4-kwarcowy i jego charakterystyki, c—d — filtr 6-kwarcowy i jego charakterystyki

powinny być zmienne w zakresie 0—250 Ω. Badanie filtru próbnego przeprowadza się w sposób opisany w rozdziale 3.9.6.3. Wyniki pomiarów zrobionych przez G3JIR zestawiono w tablicy 3.9.14. Otrzymano niezadawalające wąskie pasmo, wskazujące na potrzebę powiększenia R i zmniejszenia C.

Na rysunku 3.93a pokazano filtr zmontowany z czterech kwarców o f_0 34 168 kHz. Przyjmując $R = 332$ Ω, $C = 14$ pF, $C_1 = 10$ pF, $C_2 = 11{,}2$ pF i zmierzono charakterystykę (rys. 3.93b), a następnie filtr 6-go rzędu przyjmując $R = 334$ Ω i $C_3 = 12{,}2$ pF (rys. 3.93c) i otrzymano charakterystykę pokazaną na rys. 3.93d.

W układzie próbnym generator był separowany rezystorem 330 Ω, gdyż miał dużą rezystancję wewnętrzną, zaś po stronie wyjściowej dołączony był miernik o małej impedancji i stąd rezystancja obciążenia R była równa rezystorowi nastawnemu 334 Ω. Filtr 6 kwarcowy ma tłumienie średnie $A_p \cong 2$ dB z zafalowaniem $\Delta A_p = 2{,}3$ dB. Z analizy charakterystyk przenoszenia wynika, że przy tych założeniach można uzyskać zadawalające filtry przydatne w pasmie SSB.

3.10 Transformatory szerokopasmowe

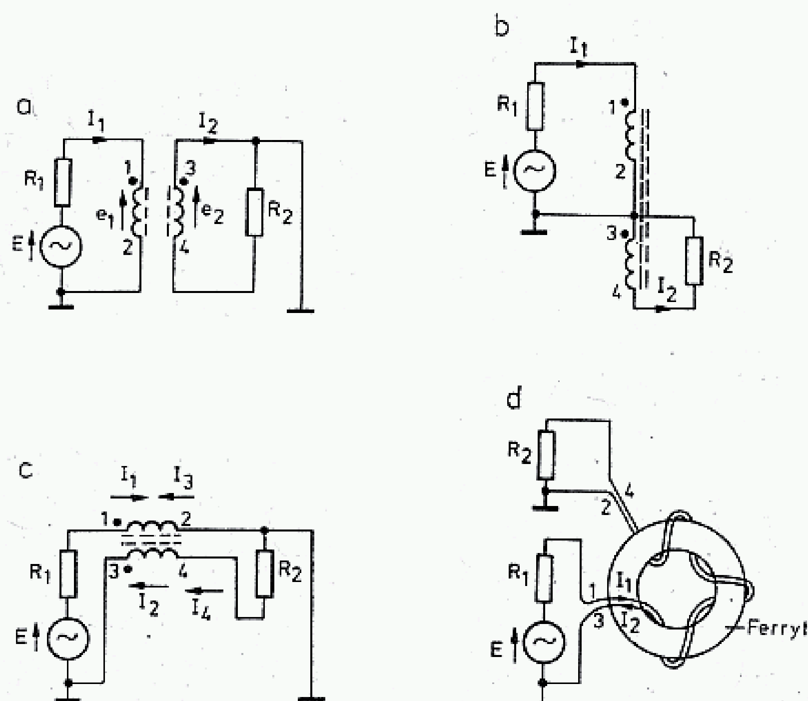
3.10.1 Wprowadzenie

We współczesnych półprzewodnikowych wielopasmowych układach nadawczych, stosuje się formowanie i filtrowanie sygnału na niskim poziomie mocy (do 0,1 W). Sygnały te są następnie wzmacniane wzmacniaczami liniowymi, sprzężonymi szerokopasmowymi transformatorami w.cz. Moce stopni końcowych wzmacniaczy przekraczają niejednokrotnie 100 W i taka moc musi być przeniesiona przez transformator w.cz.

W niektórych niskoszumnych wzmacniaczach UKF na wejściu odbiornika stosuje się transformatory szerokopasmowe, które służą do dopasowania stopni z jednoczesnym wprowadzeniem ujemnego sprzężenia zwrotnego. Poza tym transformatory szerokopasmowe są stosowane w układach antenowych, a w szczególności dla przejścia z układów asymetrycznych (ang.: *unbalanced*) na symetryczne (ang.: *balanced*) i odwrotnie.

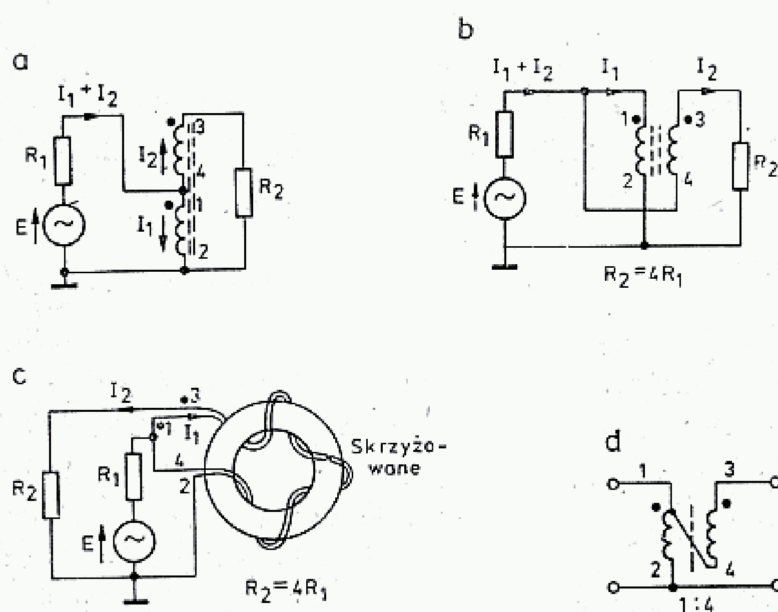
Transformatory szerokopasmowe są stosowane jako autotransformatorowe i z linią przesyłową, do transformowania w szerokim zakresie częstotliwości rezystancji źródła R_1 na wyjściową R_0 i odwrotnie — rezystancji obciążenia R_2 na wejściową R_i.

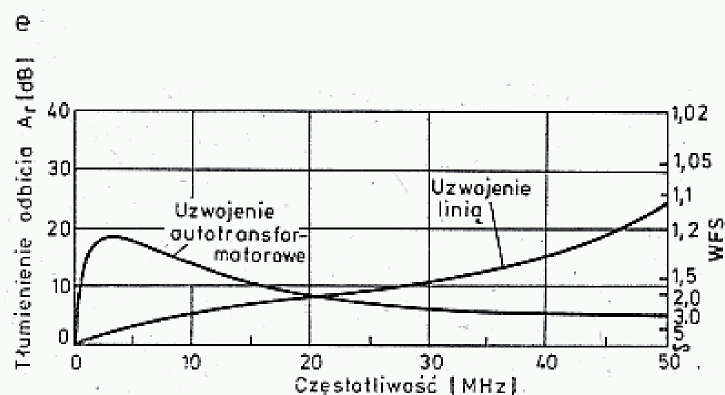
W konwencjonalnym transformatorze, który może być połączony autotransformatorowo (rys. 3.94a i b), prąd w uzwojeniu 1—2 wytwarza strumień magnetyczny skupiony prawie całkowicie w rdzeniu ferromagnetycznym, ten zaś z kolei indukuje w uzwojeniu 3—4 siłę elektromotoryczną e_2, wywołującą przepływ prądu I_2 przez rezystancję R_2. Wymiary i charakterystyka rdzenia powinny być dopasowane do przenoszenia mocy i pasma częstotliwości. W transformatorze z linią przesyłową (rys. 3.94c) przewody linii są ze sobą silnie sprzężone wewnętrznym polem elektromagnetycznym, skutkiem czego w przewodach płyną prądy I_1 i I_2 o tej samej wartości, lecz o przeciwnych kierunkach. Pole magnetyczne na zewnątrz tej pary przewodów jest bliskie zeru. Między wejściem i wyjściem moc przenoszona jest za pośrednictwem wewnętrznego pola elektromagnetycznego, a więc przez dielektryk oddzielający oba przewody. Linia przesyłowa otoczona jest materiałem ferromagnetycznym o przenikalności μ, którego obecność nie wpływa na pole wewnętrzne linii, lecz silnie wpływa na indukcyjność linii, traktowanej jako jedno uzwojenie złożone z dwóch równoległych przewodów (rys. 3.94d). Prądy I_1 i I_2, płynące w kierunkach przeciwnych, nazywane są prądami przeciwfazowymi. W wyniku asymetrii obciążenia lub z innych powodów po tych samych przewodach mogą także płynąć prądy I_3 i I_4 w tym samym kierunku i o tej samej wartości, a nazywane



3.94. Transformator o przełożeniu 1:1

a, b — transformator z uzwojeniami sprzężonymi polem magnetycznym w rdzeniu, c — transformator z linią przesyłową, d — sposób nawijania na rdzeń pierścieniowy





3.95. Transformator o przełożeniu 1:4

a — układ autotransformatorowy, b — układ z linią przesyłową, c — sposób nawinięcia, d — często spotykany sposób rysowania w układach, e — wskaźnik dopasowania i WFS przy uzwojeniu autotransformatorowym i liniowym, [60]

prądami synfazowymi lub prądami asymetrii. Prądy przeciwfazowe nie wywołują magnesowania rdzenia, a linia przedstawia dla nich impedancję falową Z_0.

Prądy synfazowe powodują magnesowanie rdzenia i skutkiem tego uzwojenie zachowuje się jak dławik o znacznej indukcyjności własnej L, której odpowiada reaktancja $X_L = \omega L$. Pojemność występująca między przewodami linii jest pojemnością charakterystyczną, wpływającą na impedancję falową Z_0, zaś pojemność występująca między zwojami oraz ich początkiem i końcem jest pojemnością rozproszoną. Pojemność ta daje rezonanse szeregowe i równoległe z indukcyjnością L, wpływając najczęściej niekorzystnie na szerokopasmowość transformatora.

Stosunek liczby zwojów wejścia n_1 (zaciski 1—2 na rys. 3.95a) do liczby zwojów na wyjściu n_2 (zaciski 3—2) transformatora nazywa się przekładnią zwojową transformatora p_t:

$$p_t = n_1/n_2 \tag{3.169}$$

Z dostateczną dokładnością odpowiada jej przekładnia napięciowa U_1/U_2 i prądowa I_2/I_1. Transformacja rezystancji wejściowej R_i na wyjściową R_0 transformatora, nazywana przełożeniem wynosi:

$$R_i/R_0 = p_t^2 \tag{3.170}$$

W transformatorach z linią przesyłową nie występuje pojęcie liczby zwojów n, lecz liczba odcinków linii połączonych szeregowo i dlatego p_t może przyjmować tylko wartości całkowite 1 i 2, którym odpowiadają transformacje rezystancji 1:1, 1:4 lub 4:1.

W przypadku dopasowania obciążenia $R_2 = R_0$ i przy założeniu transformacji bezstratnej $R_1 = R_2/p_t^2$. W przypadku dopasowania źródła $R_1 = R_i$. W przypadku pełnego dopasowania $R_1 = R_2/p_t^2$. Problem dopasowania wyjaśniono w rozdziale 3.1 (wzory 3.31—3.33 oraz w rozdziale 3.6.5).

Na rysunku 3.95a pokazano schemat transformatora ze sprzężeniem magnetycznym i transformacją rezystancji z przełożeniem $p_t^2 = 1:4$, na rys. 3.95b schemat transformatora z linią przesyłową o transformacji $p_t^2 = 1:4$, a na rys. 3.95c sposób jego wykonania. Jest to podstawowy układ transformatora z linią przesyłową.

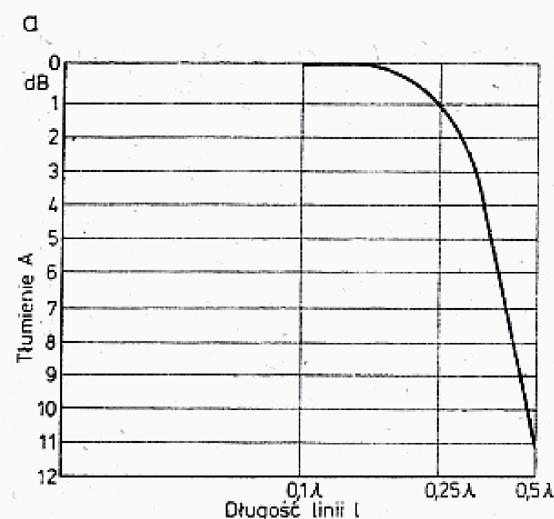
3.10.2 Projektowanie transformatorów z linią przesyłową

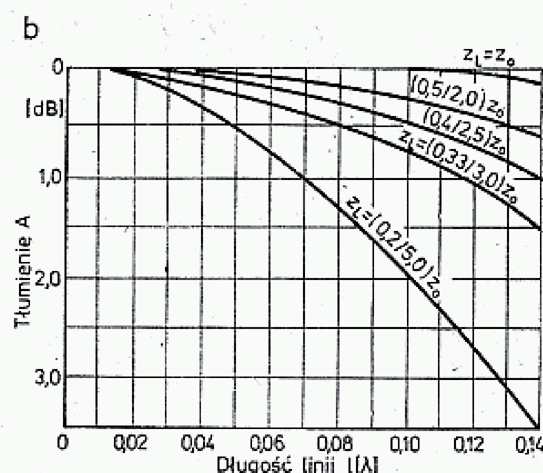
Linia przesyłowa o długości fizycznej l ma długość elektryczną l_e, $l_e = \beta l$ (p. wzór 3.16). Długość ta może być wyrażona w stopniach ($l_e = 360 \cdot l/\lambda$) lub radianach ($l_e = 2 \cdot \pi \cdot l/\lambda$). Dla uzyskania najlepszych warunków pracy transformatora impedancja falowa z linii Z_0 powinna w warunkach dopasowania wynosić

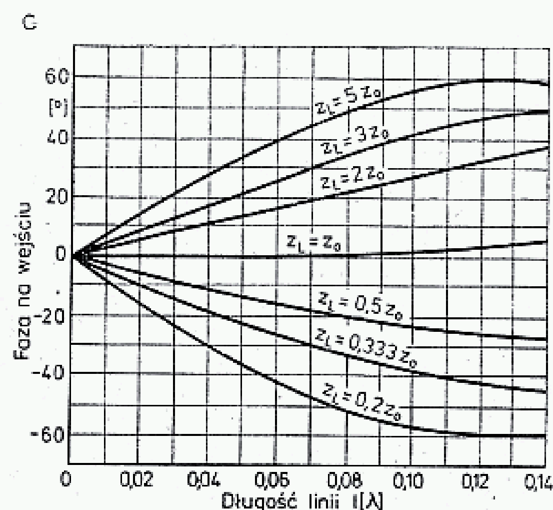
$$Z_0 = \sqrt{R_i \cdot R_0} = \sqrt{R_1 \cdot R_2} \tag{3.171}$$

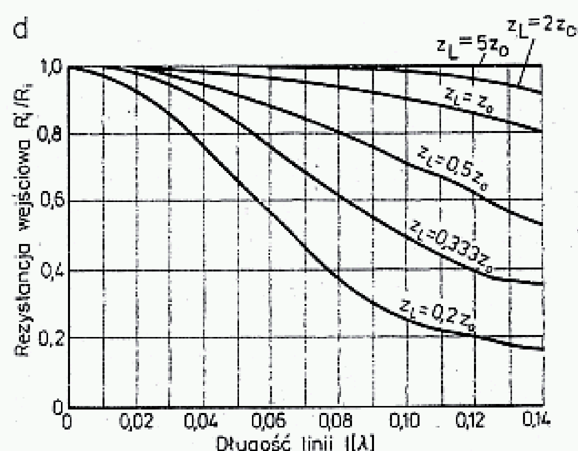
W przypadku pełnego dopasowania linii tłumienie transmisji A_t transformatora z przełożeniem 1:4 wynosi, wg [47]:

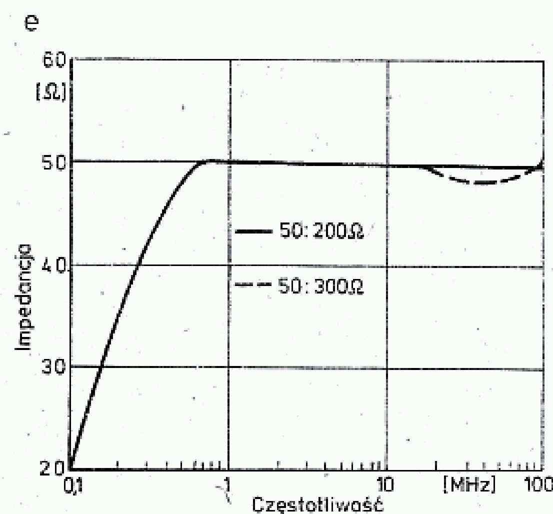
$$A_t = \frac{P_2}{P_1} \cdot \frac{(1+3\cos l_e)^2 + 4\sin^2 l_e}{4(1+\cos l_e)^2} \tag{3.172}$$

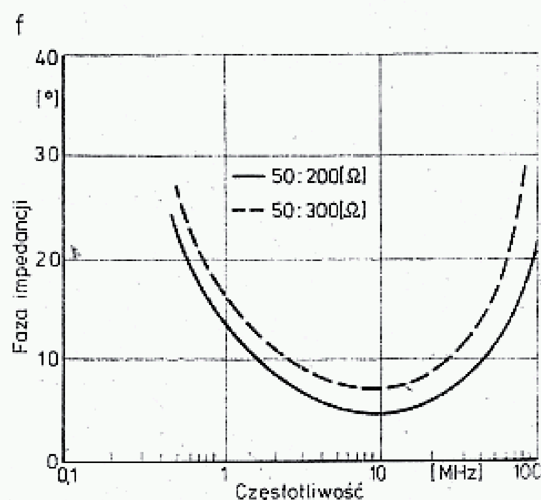


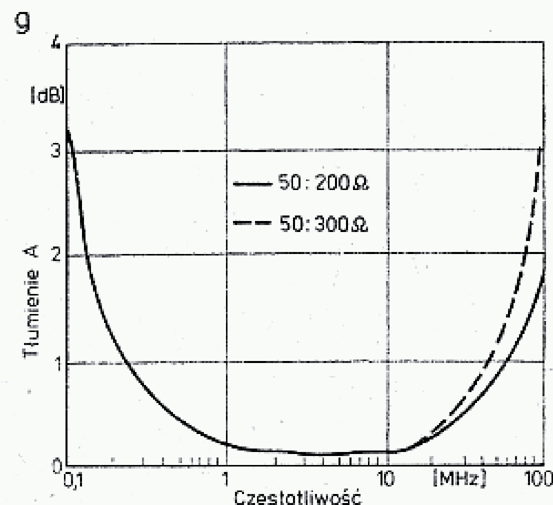












3.96. Transformatory z linią przesyłową o przełożeniu 1:4

a — tłumienie przeniesienia w zakresie górnych częstotliwości, b — dodatkowe tłumienie wywołane niedopasowaniem obciążeń, c — przesunięcie fazy napięcia na wejściu w stosunku do wyjścia w zależności od stopnia niedopasowania i długości linii, d — względna rezystancja wejściowa w zależności od długości linii i stopnia niedopasowania, e, f, g — charakterystyki transformatora z przełożeniem 1:4 (linia ciągła) i 1:6 (linia przerywana) na rdzeniu A_L = 330 nH/zw przy 10 zwojach

gdzie: P_2 — moc wydzielona w odbiorniku,
P_1 — moc dostarczona do transformatora.

Przykład: $l = 0{,}125\ \lambda$, $l_e = 45°$ lub $l_e = 0{,}785$ rad, $A_t = 0{,}9927$, czyli 0,03 dB. Tłumienie przeniesienia $A_t = 3$ dB występuje przy $l = 0{,}304\ \lambda$ ($l_e = 109{,}4°$). Na rysunku 3.96c pokazano zależność tłumienia A_t od długości linii w zakresie górnych częstotliwości przenoszenia transformatora.

W przypadku, gdy nie jest spełniony warunek pełnego dopasowania ($R_2 \neq R_0$ i/lub $R_1 \neq R_i$), to wprowadzając oznaczenie $Z_L = \sqrt{R_2 \cdot R_i}$ można analitycznie ocenić na ile rośnie tłumienie w wyniku niedopasowania, tj. $Z_L \neq Z_0$. Zależność tę podano na rys. 3.96b dla przypadków, gdy $Z_L = 0{,}5\ Z_0$ lub, co jest równoważne, $Z_L = 2\ Z_0$ oraz dla przypadku $Z_L = 0{,}4\ Z_0$, albo $Z_L = 2{,}5\ Z_0$ itd. Mając na uwadze występujące w praktyce niedopasowania przyjmuje się, że częstotliwość górna f_g transformatora z linią przesyłową jest określona graniczną długością $l_e = 0{,}125\ \lambda$. Skutkiem niedopasowania rośnie nie tylko tłumienie transformacji, ale także występuje przesunięcie fazy prądu na wejściu transformatora w stosunku do prądu na wyjściu. Tę różnicę fazy pokazano na rys. 3.96c.

W wyniku transformującego działania linii o długości l_e, co wyjaśniono w rozdziale 3.6.5, rezystancja wejściowa transformatora R_i' jest mniejsza od rezystancji obliczonej $R_i = R_0 \cdot p_t^2$, a w tym przypadku $R_i = 4\ R_0$. Zależność stosunku R_i'/R_i od długości linii i stopnia niedopasowania pokazano na rys. 3.96d, [47]. Na przykład jeśli $R_2 = 200\ \Omega$, $R_0 = 200\ \Omega$ i $p_t^2 = 1:4$, to $R_i = 50\ \Omega$, $Z_0 = \sqrt{200 \cdot 50} = 100\ \Omega$. Przy $l_e = 0{,}125\ \lambda$ $R_i' = 0{,}83\ R_i = 41{,}5\ \Omega$ i taką rezystancję powinien mieć dopasowany generator (źródło napięcia). Gdy założymy niedopasowanie, np. $Z_L = 0{,}5\ Z_0$, to $R_i' = 0{,}6\ R_i = 30\ \Omega$. Wykresy na rys. 3.96b, c i d są znormalizowane w stosunku do Z_0 i pomijają występowanie dolnej częstotliwości odcięcia. Dla $Z_L > Z_0$ impedancja wejściowa jest to szeregowe połączenie R_i i indukcyjności dla prądów synfazowych L opisanych w poprzednim punkcie. W przypadku $Z_L < Z_0$ impedancja wejściowa jest równoległym połączeniem rezystancji R_i i pojemności transformatora.

Dolną częstotliwość odcięcia f_d określa się dla układu z rys. 3.95a. Reaktancja wejściowa określana jest reaktancją szeregową X_L. Jest ona tym większa, im większa jest długość linii l, oraz im większa jest przenikalność magnetyczna rdzenia μ. Aby uzyskać małą częstotliwość dolną należy długość linii przyjmować dużą, co z kolei, jak to wykazano powyżej powoduje zmniejszenie f_g. Wynika z tego, że dla uzyskania szerokiego przenoszenia $B = f_g - f_d$ transformatora z linią przesyłową należy stosować długość linii $l \leqslant 0{,}125\ \lambda$ i równocześnie otoczyć ją rdzeniem o dużej przenikalności μ, zdolnym do pracy przy częstotliwości dolnej f_d. Rdzeń ten, z przyczyn podanych w punkcie poprzednim, nie wpływa na f_g. Materiał rdzenia należy dobierać ze względu na f_d (tabl. 3.4.1). Przy transformacji 1:4 minimalną długość linii wyznacza się z warunku [47]:

$$l = \frac{51 R_2}{(1+\mu) f_d} \quad [\text{cm, MHz, } \Omega] \tag{3.173}$$

Należy podkreślić, że sprzężenie w linii przesyłowej między przewodami musi być silne, gdyż impedancja falowa linii Z_0 musi być na ogół mała (rys. 3.23). Produko-

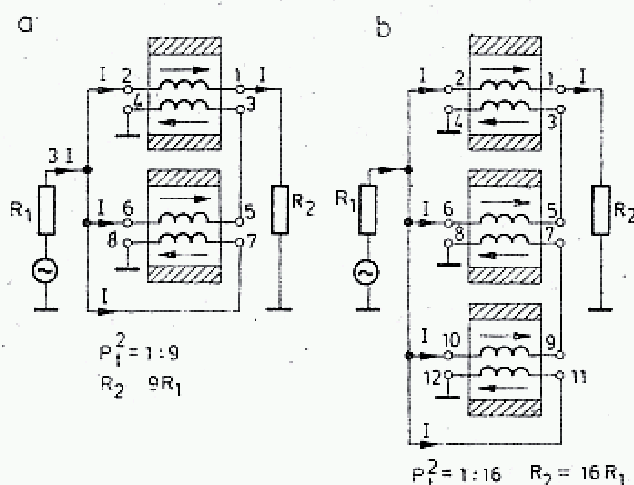
wane są specjalne linie dwuprzewodowe o $Z_0 = 150\ \Omega$, stosowane w transformatorach antenowych 300/75 Ω. W przypadku braku takiej linii stosuje się dwa przewody w cienkiej izolacji polietylenowej, w ostateczności DNE, skręcone ze sobą, tak by druty ściśle do siebie przylegały. Stosuje się jeden do trzech skrętów na cm. Średnice drutów powinny być dobrane do przenoszonej mocy, jeśli są za cienkie, nagrzewają się tak silnie, że uszkadza się izolacja polietylenowa.

Na rysunku 3.96e, f, g pokazano charakterystyki transformatorów w funkcji częstotliwości, wykonanych na dwóch złożonych razem rdzeniach Ferroxcube 266T125 3d3, $A_L = 330 \pm 20\%$ nH/zw, $\mu = 750 \pm 20\%$, $S = 18{,}3\ \text{mm}^2$. Transformator o przełożeniu 50:200 = 1:4 nawinięto 10 zwojami linii o długości $l = 14{,}5$ cm, utworzonej z dwóch przewodów o $d = 0{,}25$ mm w izolacji polwinilowej skręconych 2,7 zwoja na 1 cm długości. Drugi transformator w specjalnym wykonaniu o przełożeniu 1:6 = 50:300 ma trzecie uzwojenie długości 6,5 cm, nawinięte na poprzednią parę drutów. Budowę takiego transformatora opisano dalej. Transformatory te przeznaczone są do pracy w zakresie od 150 kHz do 100 MHz, a więc przy stosunku częstotliwości f_g/f_d wynoszącym ponad 600.

3.10.3 Transformatory z liniami w.cz.

Transformatory z przełożeniem 1:1 z rys. 3.94c w układzie asymetryczny/asymetryczny (asym/asym) znajdują małe zastosowanie, natomiast są one często przekształcane w układ symetryzujący (asym/sym) opisany dalej.

Podstawowym transformatorem z linią przesyłową jest transformator o przełożeniu 1:4 z rys. 3.95b. Można z nich tworzyć układy o przełożeniu $1:(n+1)^2$, gdzie n jest liczbą pojedynczych transformatorów podstawowych 1:4.



3.97. Układy transformatorów zbudowanych na liniach przesyłowych 1:9 i 1:16

Na rysunku 3.97 pokazano układy o przełożeniu $p_i^2 = 1:9$ i $1:16$ [48]. Opisywane transformatory są układami dwukierunkowymi i po zamianie wejścia z wyjściem mają przełożenie odpowiednio 4:1, 9:1, 16:1.

Układy transformatorów zachowują cechy transformatorów z linią przesyłową, a przede wszystkim tę, która polega na tym, że prądy w obu przewodach o tych samych wartościach płyną w kierunkach przeciwnych, co pozwala na stosowanie bardzo małych rdzeni nawet przy dużych mocach, przy częstotliwościach

większych od f_d. Warunkiem podstawowym jest dobranie właściwej impedancji linii Z_0. Rdzenie ferrytowe otaczające linię, jak to już uprzednio wyjaśniono umożliwiają transformację nawet przy znacznych niedopasowaniach $Z_L \neq Z_0$ oraz wpływają na wartość częstotliwości dolnej f_d.

3.10.4 Autotransformatory szerokopasmowe jednordzeniowe

Jak już podano, autotransformatory przenoszą energię za pośrednictwem pola magnetycznego indukowanego w rdzeniu. Wymaga to dobrania przekroju rdzenia do wartości przenoszonej mocy, tak by praca odbywała się na prostoliniowej części charakterystyki magnesowania. W przeciwnym wypadku znacznie zwiększa się tłumienie transformatora, transformator silnie się nagrzewa, generowane są wyższe harmoniczne i przełożenie zmianie ulega.

Przełożenie autotransformatora określone jest stosunkiem liczby zwojów (p. zależność 3.169), a więc może być w szerokich granicach zmieniane. Ze względu na występujący strumień rozproszenia przy dużych przełożeniach na ogół nie stosuje się przełożeń większych niż 1:20. Zaletą autotransformatorów (w stosunku do transformatorów liniowych opisanych w p. 3.10.3) jest możliwość dobrania dowolnego, nawet ułamkowego przełożenia oraz występowanie tylko jednego rdzenia.

W celu uzyskania znacznej szerokopasmowości autotransformatory także nawija się przewodami ściśle ze sobą sprzężonymi, zazwyczaj o jednakowej długości. Różnica polega na tym, że zwój tworzony jest nie z dwóch, lecz z większej liczby równoległych przewodów, których końce są odpowiednio połączone. Wyprowadzenie odczepu z uzwojenia jest możliwe, lecz jest rzadko stosowane, ze względu na trudności nawijania. W układach autotransformatorowych na impedancję falową linii na ogół nie zwraca się uwagi.

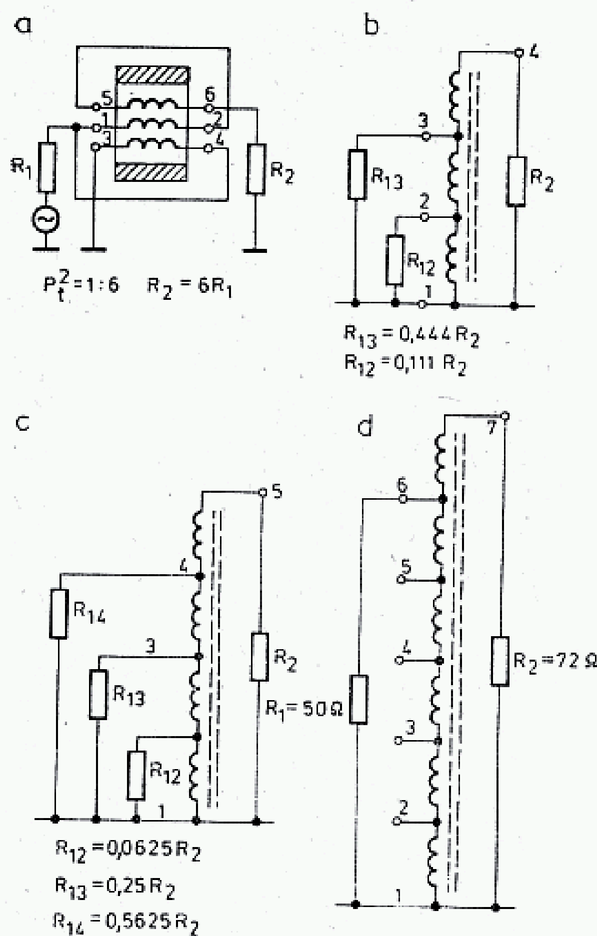
Na rysunku 3.98a pokazano autotransformator o przełożeniu 1:6, opracowany przez Krause i Allena [48]. Jest to transformator z linią przesyłową o przełożeniu 1:4, wykonany przewodem bifilarnym o długości l, w którym dołożono trzeci przewód o długości l_3 i ściśle nawinięty bifilarnie. Prąd tego przewodu nie jest kompensowany i wywołuje magnesowanie rdzenia. Długość trzeciego przewodu l_3 można obliczyć z równania:

$$l_3 = l\sqrt{\frac{R_2}{R_1} - 2} \qquad (3.174)$$

Tak wykonany transformator, o przełożeniu 1:6, ma tylko niewiele węższe pasmo przenoszenia niż transformator z linią i przełożeniu 1:4. Jego charakterystykę pokazano linią przerywaną na rys. 3.96 e, f i g.

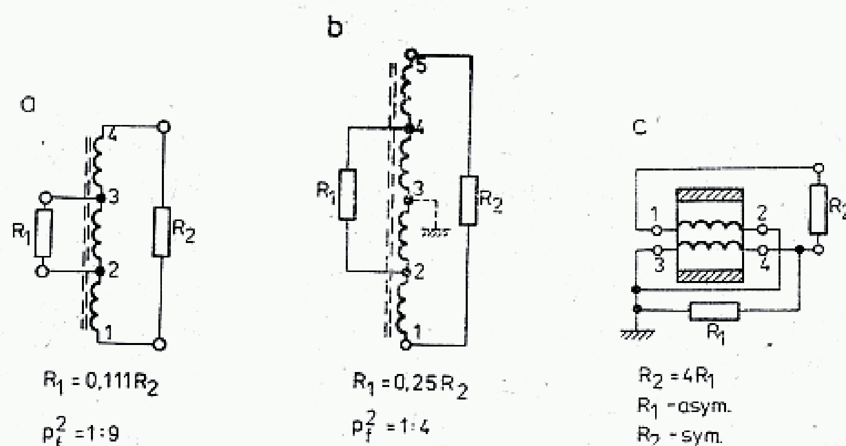
Jeśli trzy ściśle zwinięte przewody mają tę samą długość, to otrzymuje się autotransformator o dwóch przełożeniach: 1:9 i $1:\frac{9}{4} = 1:2{,}25$ (rys. 3.98b). Wynika to ze stosunku liczby zwojów $(1/3)^2 = 0{,}111$ i $(2/3)^2 = 0{,}444$.

Stosując cztery ściśle sprzężone równoległe przewody otrzymuje się autotransformator o przełożeniach 1:16, 1:4, 1:1,77 lub licząc odwrotnie 0,0625:1, 0,25:1 i 0,5625:1 (rysunek 3.98c). Mimo, iż transformator ma wyprowadzonych



3.98. Autotransformatory szerokopasmowe

a — wg Krause-Allena o przełożeniu 1:6,
b — o przełożeniu zależnym od odczepu 1:9 i $1:\frac{9}{4}$,
c — o przełożeniu 1:16, 1:4 i 1:1,177,
d — o przełożeniu 50/72 Ω



3.99. Układy symetryczne transformatorów o różnych przełożeniach

a, b — sym/sym, jeśli *2* połączyć z masą otrzyma się asym/sym,
c — układ asym/sym

wiele odczepów można dołączyć tylko jedno zasilanie i jedno obciążenie odpowiednio dopasowane.

Dla transformacji 50/72 Ω można zastosować autotransformator z 6 równoległymi przewodami (rys. 3.98d). Wykorzystując pozostałe łatwodostępne końce uzwojeń można uzyskać przełożenia: $(1/6)^2 = 1;36$, $(2/6)^2 = 1:9$, $(3/6)^2 = 1:4$, $(4/6)^2 = 1:2,25$, $(5/6)^2 = 1:1,44$ oraz pomijając szósty przewód: $(4/5)^2 = 1:1,56$, $(3/5)^2 = 1:2,77$, $(2/5)^2 = 1:6,25$ i $(1/5)^2 = 1:25$.

Na podobnej zasadzie można budować autotransformatory o innych liczbach równoległych przewodów. Ograniczenie stanowi wielkość otworu rdzenia pierścieniowego.

Podane przykłady autotransformatorów były układami asymetrycznymi. Układy wieloprzewodowe łatwo mogą być przekształcone w układy symetryczne jedno- lub dwustronne. Pokazano to na rys. 3.99.

3.10.5 Rdzenie transformatorów szerokopasmowych

Górna częstotliwość pasma f_g autotransformatora jest ograniczona indukcyjnością rozproszenia i pojemnością uzwojeń. Te czynniki sugerują stosowanie małej liczby zwojów. Z drugiej strony częstotliwośc dolna f_d wynika z indukcyjności uzwojenia, co sugeruje stosowanie dużej liczby zwojów. Bliższa analiza, [48], wykazuje, że kształt rdzenia ma duży wpływ na powyższe parametry. Współczynnik kształtu rdzenia ma postać (wymiary wg rys. 3.19):

$$A_{Fe} = \frac{l_z l_e}{A_e} = l_z C_1 = l_z \frac{2\pi}{h \ln(D/d)} \tag{3.175}$$

gdzie: $l_z = D-d+2h$ — długość jednego pełnego zwoju na rdzeniu [mm],
l_e — skuteczna długość drogi magnetycznej [mm] (p. tabl. 3.4.5),
A_e — skuteczny przekrój rdzenia [mm^2] — p. tabl. 3.4.5,
$C_1 = l_e/A_e$ — stała rdzenia [mm^{-1}] — p. zal. 3.44 i tabl. 3.4.5.

Rdzeń ma tym korzystniejszy kształt, im współczynnik kształtu A_{Fe} ma mniejszą wartość. Z analizy wynika, że wymaga to małej średnicy otworu d przy dużej wysokości h i niezbyt dużej średnicy D. Pod tym względem typowe rdzenie pierścieniowe są niekorzystne. W tablicy 3.10.1 zestawiono wartości współczynników kształtu A_{Fe} dla kilku kształtów rdzenia pokazanych na rys. 3.100, [48].

Rdzeń dwuotworowy można traktować jako dwa rdzenie pierścieniowe położone obok siebie. Transformator można nawinąć na rdzeniu dwuotworowym na dwa sposoby: przekładając przewód kolejno przez oba otwory (rys. 3.100 d) i wtedy oba boki uzwojeń są otoczone ferrytem lub tak jak na rys. 3.105.

W przypadku braku odpowiednio wysokich rdzeni pierścieniowych można je złożyć, jeden nad drugim. Dotyczy to także rdzeni dwuotworowych. Rdzenie dwuotworowe produkcji POLFER pokazano na rys. 3.19b, a ich wymiary w tablicy 3.4.5. Rdzenie te są stosowane powszechnie w transformatorach i symetryzatorach antenowych POLCAT.

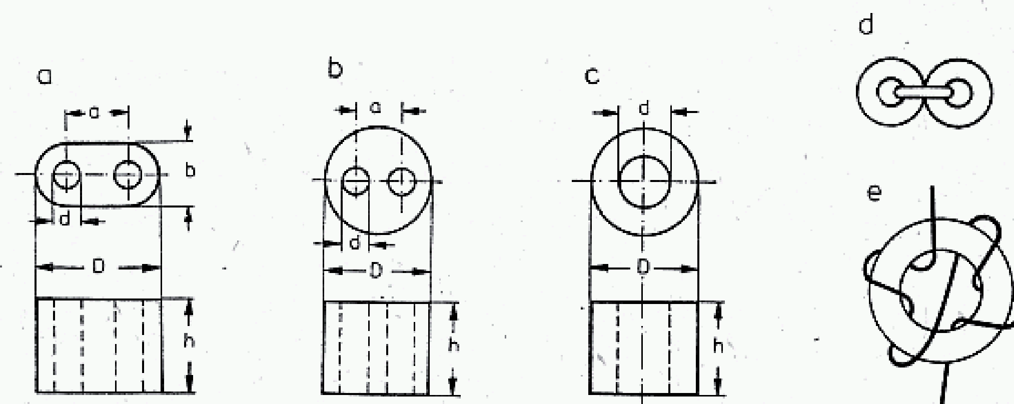
Cewki nawinięte w sposób konwencjonalny na rdzeniach pierścieniowych mają znaczną pojemność między początkiem i końcem uzwojenia, co ogranicza od góry częstotliwość pracy. Zmniejszenie tej pojemności można uzyskać stosując nawinięcie nazywane supertoroid, pokazane na rys. 3.100e. Po nawinięciu połowy uzwojenia na lewą połówkę rdzenia, pozostałą część uzwojenia nawija się na prawą połówkę, zaczynając od przeciwnej strony rdzenia. W ten sposób początki i końce uzwojeń są od siebie maksymalnie oddalone.

3.10.6 Obliczanie liczby zwojów

Dolna częstotliwość, przy której następuje osłabienie o 3 dB (rys. 3.96g) określana jest warunkiem $X_{Lp} = R_z$ gdzie $X_{Lp} = \omega_d L_p = 2\pi f_d A_L n^2$, zaś R_z jest rezystancją

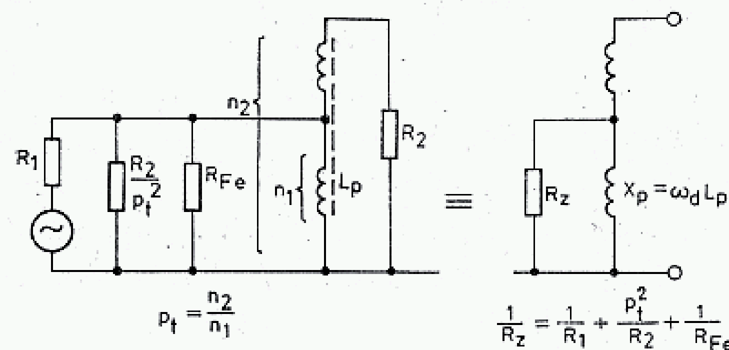
Współczynnik kształtu rdzenia A_{Fe} (rys. 3.100)

Kształt rdzenia	D	b	h	a [mm]	d	A_{Fe}
a	13,3	7,5	10,3	5,7	3,8	13,0
a	7,0	4,1	6,2	3,6	1,8	14,3
a	3,5	2,0	2,4	1,4	0,9	14,0
b	6,4	—	6,1	2,5	1,3	9,5
b	6,4	—	12,0	2,5	1,3	8,8
b	7,2	—	5,5	2,6	1,3	8,8
b	5,6	—	6,4	2,3	0,9	7,8
c	9,7	—	4,8	—	5,0	29,0
c	1,9	—	3,8	—	1,1	24,3
c	3,5	—	3,0	—	1,3	17,3
c	5,0	—	6,4	—	1,6	15,2
c	3,5	—	6,0	—	1,3	14,9
c	7,5	—	7,5	—	2,4	14,8
c	3,5	—	12,7	—	1,3	13,7
c	5,0	—	11,0	—	1,6	12,3



3.100. Rdzenie stosowane do wykonania transformatorów szerokopasmowych

a, b — dwuotworowe, c — pierścieniowy, d — dwa rdzenie pierścieniowe zastępują rdzeń dwuotworowy, (współczynniki kształtu zestawiono w tabl. 3.10.1), e — sposób nawinięcia zmniejszający pojemność wejście — wyjście

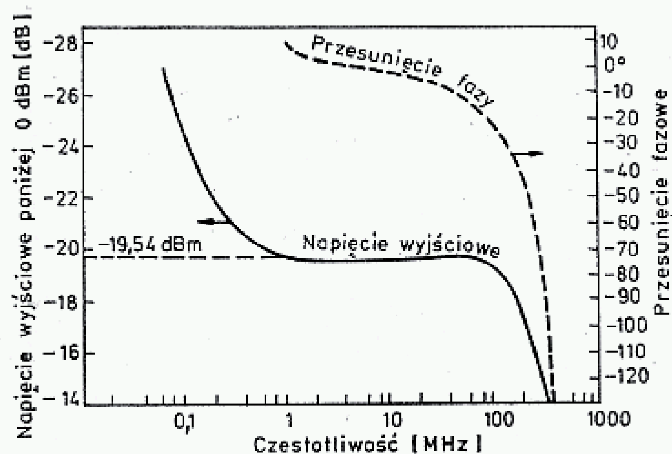


3.101. Przy dolnej częstotliwości pracy transformatora f_d reaktancja X_p silniej bocznikuje rezystancję zastępczą R_z utworzoną z równoległego połączenia rezystancji generatora R_1, przetransformowanej rezystancji obciążenia R_2 i rezystancji strat rdzenia R_{Fe}

równoważną równoległe połączonych rezystancji generatora R_1, rezystancji strat rdzenia R_{Fe} i przetransformowanej rezystancji obciążenia $p_t^2 \cdot R_2$ (rys. 3.101). Stąd otrzymuje się:

$$n_1 = \sqrt{\frac{R_z}{2\pi f_d A_L}} \tag{3.176}$$

Przykład: Potrzebna jest transformacja $R_1 = 5,5\ \Omega$ na $R_2 = 50\ \Omega$, w przedziale 2 do 50 MHz. Poziom mocy 0 dBm. Przekładnia powinna wynosić $R_1/R_2 = 5,5/50 = 1:9$. Odpowiada temu autotransformator z rys. 3.98b lub 3.99a. Dla uzyskania małych strat w transformatorze przyjmuje się, że nieobciążony transformator powinien mieć $X_{Lp} = 5 \div 10\ R_1$. Odpowiada to przypadkowi, gdy strona wyjściowa ma odłączone obciążenie R_2. Stąd $X_{Lp} = 25 \div 55\ \Omega$ przy $f_d = 2$ MHz, czyli $L = 2 \div 4,4\ \mu$H. Korzystając z tablicy 3.4.5 można wybrać rdzeń pierścieniowy RP 16×9,6× ×6/F−2001 z $A_L = 1250$ i złożyć dwa takie rdzenie na wysokość $h = 12$ mm. Transformator nawija się trzema skręconymi drutami nawijając 1 zwój i łącząc uzwojenia szeregowo. Lepszy transformator można uzyskać stosując rdzeń dwuotworowy RKs 12×12×6-F3001. W [48] podano przykład takiego transformatora nawiniętego na rdzeniu Fair-Rita rodzaju b z rys. 3.100 o wymiarach 5,6×6,4 mm z $A_{Fe} = 7,8$ (tabl. 3.4.6). Transformator badano zasilając z generatora o $Z =$ $= 50\ \Omega$ mocą 0 dBm (1 mW) przez tłumik 10 dB 50 Ω stroną górną (50 Ω) i mierząc napięcie po stronie dolnej (5,5 Ω), obciążone 3-krotnie w wyniku przekładni 1:3. Na rysunku 3.102 pokazano



3.102. Charakterystyka transformatora w układzie jak na rys. 3.98b obciążonego $R_1 = 5,5\ \Omega$ i zasilanego z generatora $R_2 = 50\ \Omega$ mocą 0 dBm (1 mW). Pokazano napięcie wyjściowe poniżej 0 dBm/50 Ω i przesunięcie fazy wyjścia w stosunku do wejścia, [48]

otrzymaną charakterystykę. Teoretycznie poziom powinien wynosić —19,54 dBm. Z charakterystyki wynika, że autotransformator jest przydatny do pracy w przedziale 1 do 100 MHz i że powyżej 100 MHz następuje szybki wzrost przesunięcia fazowego, wskazujący na zbliżanie się do częstotliwości rezonansu równoległego (bieguna).

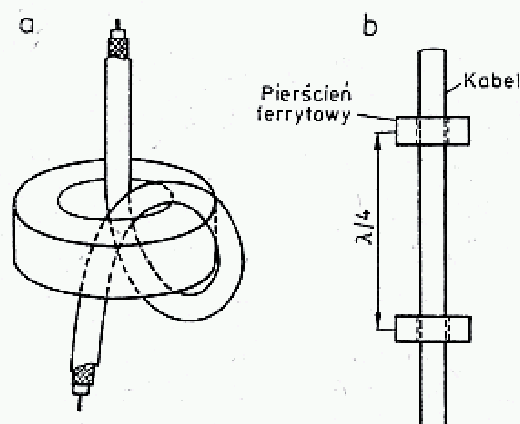
3.10.7 Symetryzatory

W urządzeniach antenowych oraz w stopniach końcowych nadajnika często zachodzi potrzeba przejścia z układu niesymetrycznego (kabel współosiowy) na symetryczny lub odwrotnie. Można to zrealizować za pomocą symetryzatorów nazywanych popularnie *balun* od angielskiego skrótu: *balanced/unbalanced*. Jego zadaniem jest izolowanie wyjścia od wejścia dla składowej synfazowej I_3 i I_4 (rys. 3.94c) wywołanej asymetrią obciążenia.

W rozdz. 3.11 opisano różne rodzaje symetryzatorów antenowych, zazwyczaj wąskopasmowych. W niniejszym rozdziale opisano jedynie symetryzatory na rdzeniach ferrytowych. Klasycznym przykładem takiego symetryzatora w zakresie KF jest balun konstrukcji W1JR [50] wykonany na rdzeniu F 568-1, który ma $D_z =$ $= 144$ mm oraz $\mu = 125$, umożliwiający przenoszenie mocy do 1 kW. Nawinięty jest on kablem współosiowym RG 141/U z izolacją teflonową o średnicy zewnętrznej 6,35 mm, zdolnym przenosić moc 1 kW. Aby uzyskać $f_d \leqslant 3,5$ MHz należy nawinąć 12 zwojów i wtedy $f_g > 30$ MHz.

Podobny balun na rdzeniu T-200-2 wymaga 40 zwojów. W tego typu balunie zastosowano nawinięcie supertoroidalne, pokazane na rys. 3.100e. Ten typ balunu

nie transformuje impedancji, a jedynie stanowi dużą przeszkodę dla składowej asymetrycznej. Na podobnej zasadzie można wykonać baluny dla zakresu UKF. Należy wtedy stosować rdzenie zdolne pracować przy co najmniej połowie częstotliwości roboczej anteny, jednak o możliwie dużej przenikalności magnetycznej μ. W pasmie 432 MHz zazwyczaj wystarczy założenie ciasno przylegającego do kabla rdzenia pierścieniowego z materiału F81, a nawet F 201 i F 1001. W pasmie 144 MHz można stosować dwukrotne przełożenie kabla przez rdzeń, lecz jest to trudne w realizacji (rys. 3.103a).



3.103. Symetryzatory ferrytowe dla zakresu UKF

a — $1\frac{1}{2}$ — zwojowy dla pasma 144 MHz, b — dwa pierścienie w odległości $\lambda/4$ wywołują bardzo skuteczne ograniczenie prądu asymetrii

Lepsze wyniki uzyska się zakładając dwa lub trzy pierścienie podwójne w odległości $\lambda/4$ od siebie (rys. 3.103b). Niektórzy autorzy polecają nawleczenie na kabel kilku, a nawet kilkunastu pierścionków przylegających ściśle do kabla i stykających się ze sobą.

W układach szerokopasmowych (TV i KF) powiększenie szerokopasmowości uzyskuje się przez wprowadzenie trzeciego uzwojenia [51].

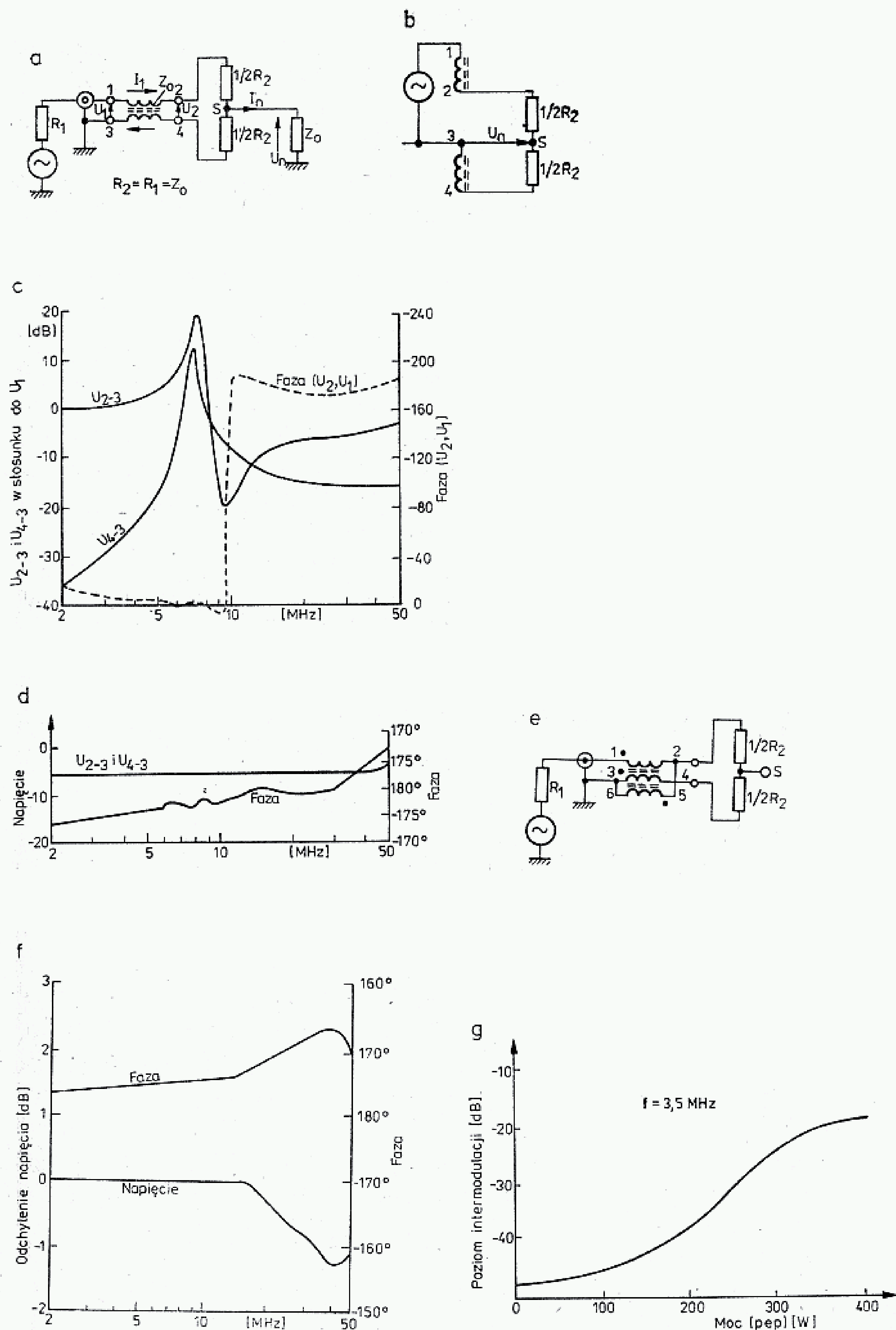
Na rysunku 3.104a pokazano klasyczny układ symetryzatora. Jest on podobny do rys. 3.94c, z tym że p. 2 nie jest połączony z masą (ziemią), a punkt środkowy obciążenia jest połączony z masą przez rezystor Z_0. W przypadku pełnej symetrii, między punktem S i „masą" nie płynie żaden prąd: $I_n = I_3 + I_4 = 0$. W przypadku braku symetrii pojawia się prąd asymetrii I_n, dający na Z_0 spadek napięcia U_n. Współczynnik symetrii k_s wynosi:

$$k_s = 20 \lg U_1/U_n \tag{3.177}$$

gdzie: $U_1 = U_{13} = U_{24}$ — napięcie na wejściu i wyjściu symetryzatora,
U_n — napięcie między środkiem symetrii obciążenia i masą.

Na rysunku 3.104b pokazano układ zastępczy symetryzatora z linią o impedancji falowej $Z_0 = R$ bez dodatkowego trzeciego uzwojenia. Prądy płynące w obu uzwojeniach I_1 i I_2 są sobie równe, przeciwnie skierowane i nie powodują magnesowania rdzenia. Napięcie $U_2 = U_1$ jest dokładnie dzielone rezystorami $2 \times 0{,}5\ R_2$ na połowę, to znaczy $U_{23} = U_{43} = 0{,}5\ U_2$. Jest to stan pełnej symetrii, gdyż $U_n = 0$.

Przy obniżaniu częstotliwości maleje sprzężenie między przewodami w linii, gdyż staje się ona elektrycznie coraz krótsza i reaktancja uzwojenia X zaczyna odgrywać coraz mniejszą rolę. Gdy $X = \omega L$ jest mniejsze od 5 Z_0, a środek obciążenia S nie jest uziemiony, to potencjał punktu 2 zbliża się do potencjału punktu 1, czyli napięcie U_{23} rośnie, a potencjał punktu 4 zbliża się do potencjału punktu 3, czyli napięcie U_{43} maleje. Skutkiem tego, mimo iż nadal $U_2 = U_1$ pojawia się napięcie asymetrii U_n, a faza między U_2 i U_1 przestaje wynosić 180° (rys. 104c).



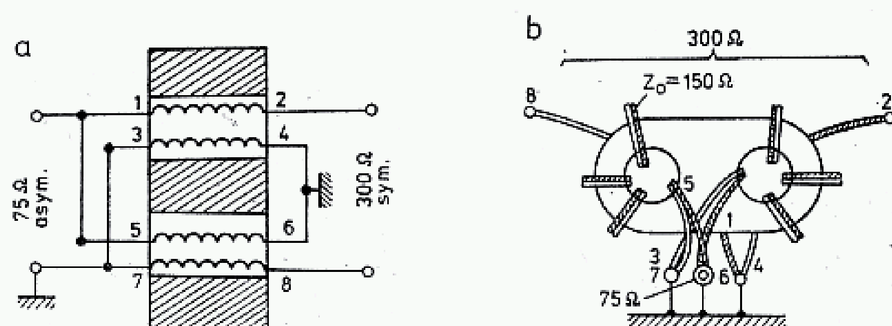
3.104. Symetryzatory z kompensacją prądu asymetrii, [51]

a — symetryzator z linią przesyłową — układ do pomiaru asymetrii, b — schemat zastępczy w postaci transformatorowej, c — charakterystyka układu b — przy izolowanym punkcie *S*, d — charakterystyka układu b — przy połączonym z masą (3) punkcie *S*, e — trzecie uzwojenie 5—6 zastępuje połączenie 5—3, f — charakterystyka symetryzatora 3-przewodowego, g — poziom zniekształceń intermodulacyjnych 3-go rzędu, [60]

Po dołączeniu punktu S do masy (punkt 3) popłynie przez punkt 1—2 i obciążenie prąd asymetrii I_n magnesujący rdzeń i wymuszający dodatkowy prąd w uzwojeniu 3—4. Napięcia U_{s3} i U_{43} będą sobie równe, a przesunięcie fazowe zbliży się do 180° (rys. 3.104d).

Nie zawsze istnieje możliwość połączenia środka obciążenia S z masą (3) dla utworzenia drogi dla prądu magnesującego. W tych przypadkach w symetryzatorze wprowadza się trzecie uzwojenie ściśle sprzężone z dwoma poprzednimi, łączące punkty 2 i 3. Otrzymuje się transformator 3 uzwojeniowy, jak na rys. 3.99a, którego schemat powtórzono na rys. 3.104e. Na rysunku 3.104f pokazano charakterystykę baluna W1JR, opisanego na wstępie rozdziału, w którym po zdjęciu osłony z kabla przyłożono równolegle do ekranu trzeci przewód DNE ∅ 1 mm i po założeniu koszulki termokurczliwej, połączono jak na rys. 3.104e. Na rysunku 3.104g pokazano zależność zniekształceń intermodułacyjnych 3. rzędu wywołanych nasyceniem rdzenia dla dolnej częstotliwośi roboczej [52].

Opisany tu przypadek baluna KF znajduje pełne zastosowanie w zakresie UKF, gdyż zjawiska są podobne, a po zmniejszeniu liczby zwojów uzyskuje się przesunięcie całego obrazu zależności w kierunku większych częstotliwości, wraz z rezonansami szeregowymi i równoległymi. W układach antenowych UKF i TV znane są poza tym symetryzatory bezrdzeniowe oparte na tej samej zasadzie działania (np. symetryzator Pawseya, rys. 3.13 — w [11]).



3.105. Symetryzator SA/I—IV Polcat
a — układ połączeń, b — widok uzwojeń od czoła

Analogicznie do transformatora z rys. 3.99b budowane są popularne symetryzatory antenowe o przełożeniu 1:4 (rys. 3.105). Symetryzator SA/I-IV produkcji POLCAT przydatny jest do pracy w zakresie 48—640 MHz. Impedancja wejściowa asymetryczna wynosi $R_1 = 75\,\Omega$, a wyjściowa symetryczna $R_2 = 300\,\Omega$. Tłumienie symetryzatora jest mniejsze od 1,5 dB. Symetryzatory te można stosować do zasilania anten w układach nadawczych w pasmie 144 i 432 MHz. Symetryzator prawidłowo obciążony może przesyłać moc ciągłą do 10 W przy 144 MHz. Ograniczenie stanowi nagrzewanie się przewodów i izolacji.

3.11 Sprzęgacze kierunkowe

3.11.1 Wiadomości wstępne

W nowoczesnych układach UKF i MKF coraz częściej spotyka się dobrze znane z techniki mikrofalowej, sprzęgacze kierunkowe. Dla większych częstotliwości

w zakresach mikrofalowych są one wykonywane techniką falowodową. Dla mniejszych częstotliwości pasm, UKF i MKF sprzęgacze kierunkowe są układami linii współosiowych, paskowych symetrycznych (SLP) i niesymetrycznych (NLP), a także obwodów LC o stałych skupionych. Spotykane są także układy hybrydowe złożone z linii paskowych i kondensatorów.

Zadaniem sprzęgaczy kierunkowych jest podział sygnału wprowadzonego jednym wejściem (wrotami) między dwa lub więcej wyjść (wrót) lub odwrotnie: sumowanie tych sygnałów, z zachowaniem izolacji między określonymi wrotami. W zależności od przeznaczenia dąży się w niektórych sprzęgaczach do znacznej selektywności, w innych do znacznej szerokopasmowości.

Opisane w poprzednim rozdziale szerokopasmowe transformatory, w szczególności z linią przesyłową, są także swojego rodzaju sprzęgaczami, lecz zastosowanie ich ogranicza się głównie do KF i dolnego zakresu UKF. W wyższych pasmach UKF i dolnych MKF stosuje się sprzęgacze bezrdzeniowe z linią przesyłową o ściśle określonych parametrach, a w szczególności impedancji falowej Z_0 i długości elektrycznej $l_e = \beta \cdot l$. Przy konstrukcji tego rodzaju sprzęgaczy można wykorzystać właściwości linii opisanych w rozdziale 3.6, zaś przy obliczeniach stosuje się parametry tych linii opisane w rozdz. 3.5.

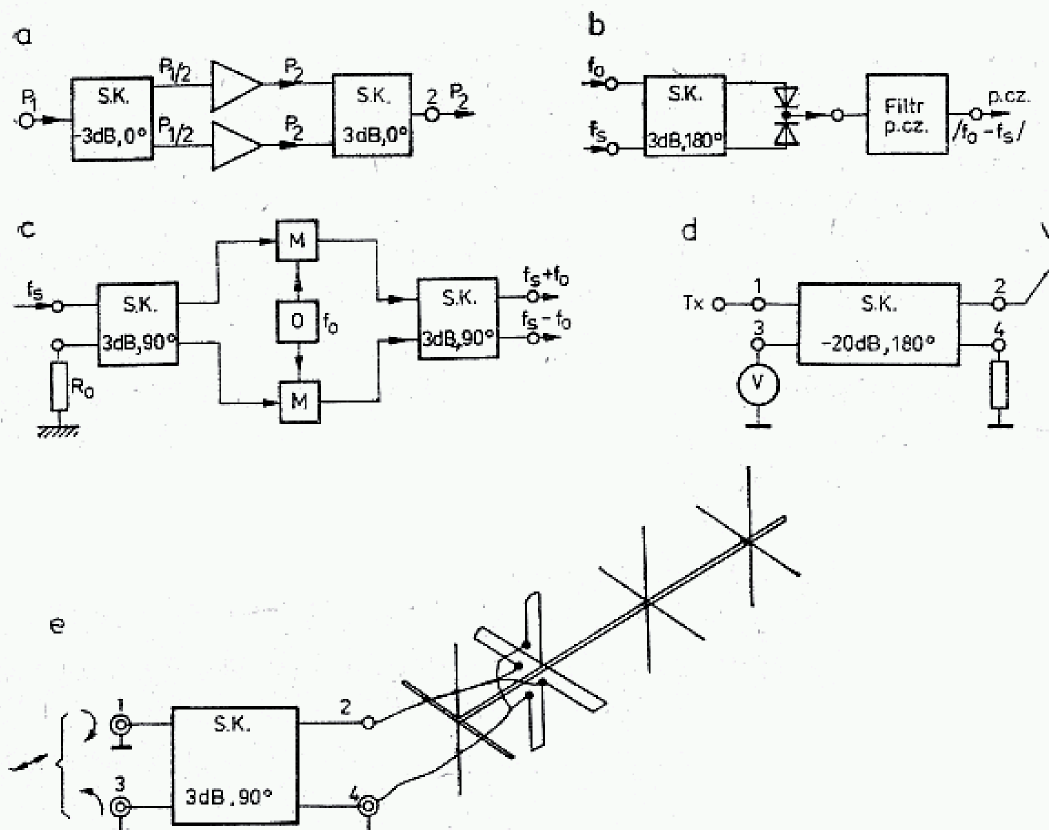
Sprzęgacze kierunkowe znajdują zastosowanie jako rozdzielacze sygnału na dwa wyjścia z podziałem mocy po połowie (sprzęgacze 3 dB) z przesunięciem fazowym 0 i 180°. Stosuje się je do sterowania wzmacniaczy synfazowych, w mieszaczach zrównoważonych, w zespołach anten z polaryzacją liniową i kołową, a także w układach odwróconych, jako sumatory mocy na wyjściu wzmacniaczy i zespołów anten. Poza tym sprzęgacze kierunkowe stosuje się w różnego rodzaju miernikach, mocy dopasowania i WFS.

Na rysunku 3.106a pokazano przykładowe połączenia dwu jednakowych wzmacniaczy synfazowych za pomocą sprzęgaczy w stopniu mocy nadajnika. Moce nadajników są w tym układzie dodawane, a zastosowanie sprzęgaczy powoduje, że ich impedancje wejściowe i wyjściowe nie dodają się równolegle, tak jak by to miało miejsce przy konwencjonalnym połączeniu równoległym, a poza tym zakłócenia w pracy jednego z nich nie powodują istotnych zmian (przeciążeń) w pracy drugiego, gdyż między wzmacniaczami, dzięki zastosowaniu sprzęgaczy istnieje izolacja.

Na rysunku 3.106b pokazano przykład zastosowania sprzęgaczy w mieszaczach zrównoważonych, dzięki którym uzyskuje się przesunięcie sygnału w obu diodach o 180° i izolację oscylatora od wejścia sygnałowego.

Na rysunku 3.106c pokazano przykład zastosowania sprzęgaczy w mieszaczach, w których uzyskuje się odseparowanie sygnału właściwego od lustrzanego, co pozwala na poprawienie właściwości szumowych układu o około 3 dB oraz na eliminację udziału szumów oscylatora w sygnale właściwym [55], bez potrzeby stosowania bardzo selektywnych filtrów, np. interdigitalnych (p. rozdz. 3.7).

Na rysunku 3.106d pokazano przykład zastosowania sprzęgacza do pomiaru dużych mocy, przez odprowadzenie określonej, niewielkiej części mocy sygnału do układu pomiarowego. Na rysunku 3.106e pokazano zastosowanie sprzęgaczy do zasilania anten skrzyżowanych. Przy zasilaniu wrót 1 uzyskuje się polaryzację

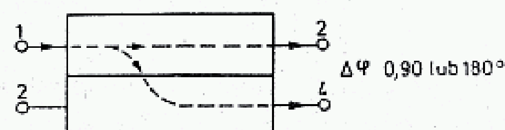


3.106. Zastosowanie sprzęgaczy kierunkowych (SK)

a — sterowanie i odbiór mocy od dwóch wzmacniaczy synfazowych, b — mieszacz dwudiodowy zrównoważony, c — mieszacz podwójnie zrównoważony z wyjściem sygnałem właściwym i lustrzanym, d — pomiar mocy lub WFS, e — przełączenie zwrotu polaryzacji anteny

prawoskrętną, przy zasilaniu wrót 3 — lewo-skrętną, a przy jednoczesnym synfazowym zasilaniu wrót 1 i 3 np. przez rozdzielacz opisany w dalszej części rozdziału otrzymuje się polaryzację liniową. Wprowadzając dodatkowe przesunięcie fazy na jednym z wejść, na przykład przy pomocy linii o przełączanej długości, można uzyskać polaryzację liniową o dowolnym skręceniu płaszczyzny polaryzacji.

Złożony układ bierny, mający określoną liczbę wejść i wyjść ogólnie nazywanych wrotami, nazywa się wielowrotnikiem. Teoria sprzęgaczy kierunkowych wiąże się z teorią wielowrotników opisanych w literaturze (rozdz. 4, w [21] i rozdz. 8 w [60]).



3.107. Podstawowy układ sprzęgacza kierunkowego

W praktyce stosowane są najczęściej czterowrotniki i trójwrotniki, to jest układy z czterema i trzema wrotami (parami zacisków), które mogą być zarówno wejściami, jak i wyjściami układu. Na rysunku 3.107 pokazano podstawowy układ czterowrotnika — sprzęgacza kierunkowego. Wyróżnia się on tym, że przy spełnieniu określonych warunków sygnał podany do wrót *1* jest rozdzielony do wrót *2* i *4*. Mówi się, że wrota *2* i *4* są sprzężone z wrotami *1*. Natomiast sygnał z wrót *1* nie wychodzi przez wrota *3*, o których mówi się, że są odizolowane od wrót *1*. Sprzężenia między wrotami opisywane są macierzami, współczynnikami rozproszenia, stosunkiem mocy lub napięć [55, 59].

W dalszym ciągu podano jedynie podstawowe układy i praktyczne wzory, wśród których nowym pojęciem jest współczynnik sprzężenia między wrotami *i* i *j*, oznaczany numerem wybranych wrót, np. sprzężenie między wrotami *1* i *4* wynosi $C_{14} = 0{,}5$ dB lub $C_{14} = 3$ dB.

3.11.2 Sprzęgacz pierścieniowy

Podstawowym układem sprzęgaczy kierunkowych jest sprzęgacz pierścieniowy (rys. 3.108). Zawiera on cztery wrota: *1* — przyjmowane jako wejściowe, *2* i *4* jako wyjściowe i *3* — jako izolowane. Jeśli zmieni się przyporządkowanie i będą zasilane wrota *2*, to wrota *1* i *3* będą sprzężone, a *4* izolowane. Inne przyporządkowania, ze względu na symetrię, są równoważne wyżej wymienionym.

Sygnał doprowadzony do wrót *1* rozdziela się w pierścieniu na dwa sygnały przebiegające przez pierścień w przeciwnych kierunkach. Jeśli impedancja falowa Z_0 pierścienia jest jednakowa na całej długości, to sygnały w obu gałęziach mają jednakową moc, równą połowie mocy doprowadzonej do wrót *1*. Sygnały te docierają do wrót *2* i *4* w zgodnej fazie, dzięki czemu dodają się, tak, że na wrotach tych wystąpią sygnały o mocy równej połowie mocy sygnału doprowadzonego do wrót *1*. Faza sygnału na wrotach *2* jest opóźniona w stosunku do wrót *1* o 90°, czyli $\pi/2$, zaś na wrotach *4* o 270°, czyli o $\frac{3}{2}\pi$.

Różnica fazy między wrotami *2* i *4* wyniesie 180°, czyli π, co znajduje właśnie duże zastosowanie w praktycznych układach. Natomiast do wrót *3* sygnały docierają drogą *1—2—3* z opóźnieniem o 180° i drogą *1—4—3* z opóźnieniem 360°, skutkiem tego oba składniki znoszą się i na wrotach natężenie pola równa się zeru. Sprzężenie $C_{13} = 0$, zaś $C_{12} = C_{14} = 0{,}5$, czyli 3 dB. Jeśli impedancje odcinków pierścieni będą różne, podział mocy między wrota *2* i *4* będzie różny.

Dla uzyskania dopasowania impedancji wyjściowej wrót do impedancji obciążenia przyłączonego z zewnątrz do poszczególnych wrót, muszą być spełnione określone warunki. Na rysunku 3.108b pokazano przypadek, gdy impedancja falowa pierścienia Z_0 równa się impedancji obciążenia wrót *1* ($Z_0 = Z_1$). Wtedy to wrota *2* i *4* muszą być obciążone impedancją $Z_2 = Z_3 = 2Z_0$, zaś $Z_3 = Z_0$.

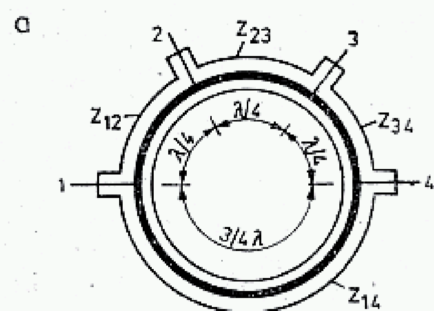
Przykład: $Z_0 = 50\ \Omega$, $Z_1 = 50\ \Omega$, $Z_2 = Z_4 = 100\ \Omega$. Na rysunku 3.108c pokazano przypadek, gdy wszystkie wrota są obciążone jednakową impedancją $Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z_4$. Wtedy impedancje linii $Z_0 = \sqrt{2} \cdot Z_1$.

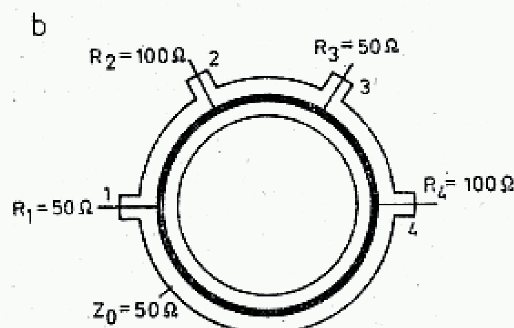
Przykład: $Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z_4 = 50\ \Omega$, więc w linii $Z_0 = \sqrt{2} \cdot 50 = 70{,}7\ \Omega$.

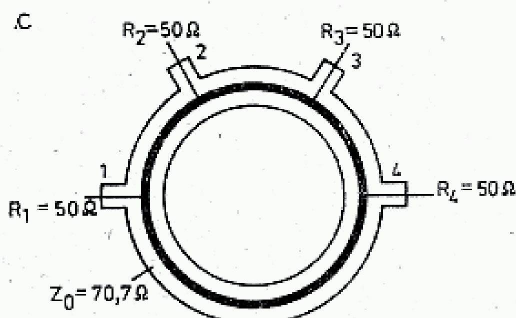
Można także zastosować podział pierścienia na sekcje o różnej impedancji. Wtedy przy założeniu $Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z_4 = Z_0$ i sprzężenie $C_{12} = C_{14} = 3$ dB dopasowanie można uzyskać, jeśli $Z_{12} = \frac{1}{\sqrt{2}} Z_0 = 0{,}707\ Z_0$, zaś $Z_{23} = Z_{34} = Z_{14} = Z_0$ (rys. 3.108d).

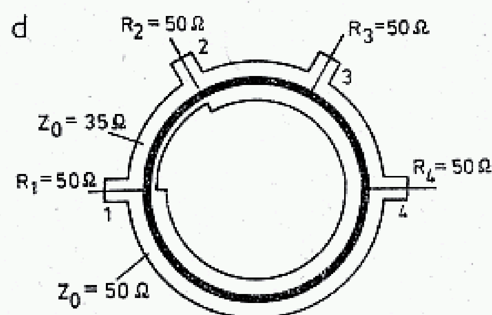
W ogólnym przypadku oznaczając wartości znormalizowane:

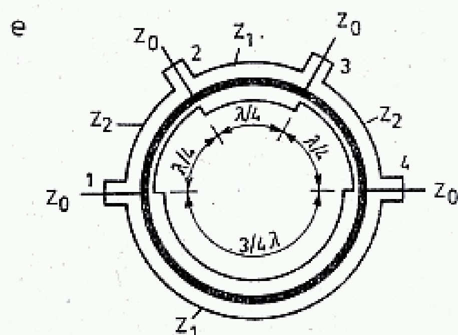
$$z_1 = \frac{Z_{14}}{Z_0} = \frac{Z_{23}}{Z_0} \quad \text{oraz} \quad z_2 = \frac{Z_{12}}{Z_0} = \frac{Z_{34}}{Z_0} \tag{3.178}$$

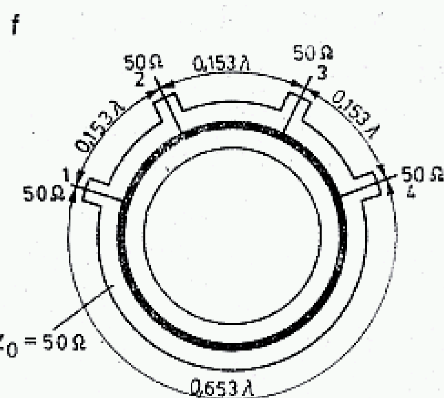


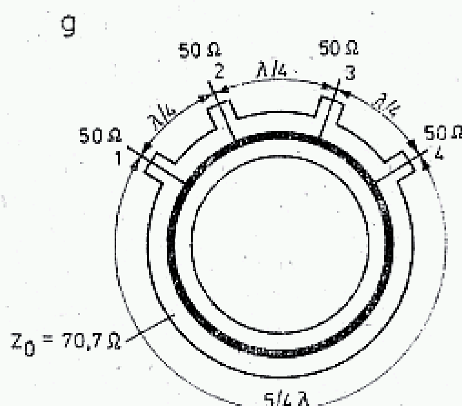


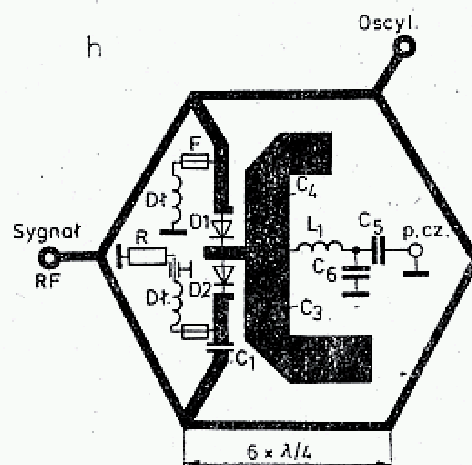












3.108. Sprzęgacze pierścieniowe

a — podstawowy układ, b — wejście 1 i linia mają $Z_0 = 50\ \Omega$, obciążenie wrót *2* i *4* po 100 Ω z podziałem mocy 3 dB, tj. po 50%, c — wszystkie wrota mają obciążenie po 50 Ω, linia $Z_0 = \sqrt{2} \cdot 50 = 70{,}7\ \Omega$, podział 3 dB, d — wszystkie wrota mają obciążenie po 50 Ω, linia 50 Ω z wyjątkiem odcinka 1—2 złożonego z dwóch równoległych po 70 Ω, dających 35 Ω, podział 3 dB, e — różny podział mocy można uzyskać zmieniając impedancje odcinków linii, f — układ 3 dB ze skróconym pierścieniem, wszystkie rezystancje 50 Ω; g — układ z wydłużonym pierścieniem, h — przykład zastosowania w mieszaczu 1296 MHz, wszystkie NLP mają 50 Ω, [54]

dopasowanie do impedancji wejściowej Z_0 jednakowej na wszystkich wrotach (rys. 3.108e) wystąpi, gdy wg [60]:

$$z_1^2+z_2^2=z_1\cdot z_2 \tag{3.179}$$

zaś podział mocy między wrotami wyniesie:

$$C_{12}=z_2^2 \quad \text{lub} \quad C_{12}=20\lg z_2=10\lg\frac{z_1^2}{z_1^2-1}\,[\text{dB}] \tag{3.180a}$$

$$C_{14}=z_1^2 \ \text{lub}\ C_{14}=20\lg z_1=10\lg\frac{z_2^2}{z_2^2-1}\,[\text{dB}] \tag{3.180b}$$

$$C_{13}=D_{13}=0 \tag{3.180c}$$

gdzie przez D oznacza się czasami kierunkowość.

Dobierając wartości impedancji odcinków linii można zrealizować podział mocy między wrotami *2* i *4* w żądanym stosunku, innym niż 3 dB.

Szerokość pasma opisanych układów wynosi około 10%, co jest całkowicie wystarczające dla pasm amatorskich, z których najszersza 1240—1300 MHz ma szerokość 4,7% (432 MHz — 2,3%). W literaturze [55] opisano sprzęgacz pierścieniowy uproszczony, w którym wszystkie wrota są obciążone jednakową impedancją Z_0 równą impedancji pierścienia. Dopasowanie uzyskuje się w wyniku transformacji odcinkami linii o długościach różnych od $\lambda/4$ (rys. 3.108f) przy zachowaniu podziału mocy 3 dB i przesunięciu fazowym wrót *2—4* o 180°.

Odmienne właściwości ma układ pokazany na rys. 3.108g, [54]. Wydłużenie jednego z odcinków pierścienia do $5/4\ \lambda=360°+90°$ powoduje, że sprzężenie występuje między wrotami *1—3*, zaś izolacja *1—2* i *1—4*, lub przy zasilaniu wrót *2* sprzężenie *2—4* i izolacja *2—1* i *2—3*. Jeśli jednak w układzie tym będą zastosowane różne impedancje gałęzi i odliczyć z gałęzi *1—4* odcinek równy λ, to można otrzymać sprzęgacz opisany w p. 3.11.4.

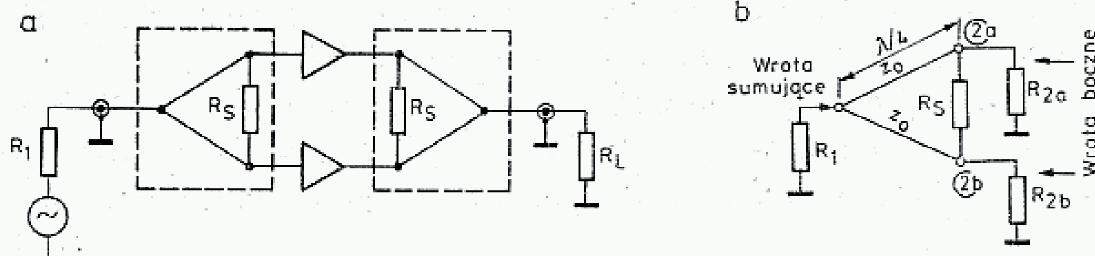
Sprzęgacze pierścieniowe wykonuje się przy pomocy kabli koncentrycznych, w postaci NLP lub z elementami dyskretnymi LC. W przypadku kabli koncentrycznych i NLP należy uwzględniać ich współczynniki skrócenia K. Kształt sprzęgacza wykonanego z lin paskowych nie musi być kołowy. Często wykonuje się go w postaci sześciokąta, [54], po czym odległe wrota można przybliżyć do elementów układu stosując dopasowane odcinki linii o dowolnej długości (rys. 3.108h).

3.11.3 Rozgałęźniki

3.11.3.1 Zasada działania

W przypadku zasilania sprzęgacza pierścieniowego przez wrota *2* (rys. 3.108a) sprzężone z nimi są wrota *1* i *3*, przy czym między wrotami *1* i *3* nie występuje przesunięcie fazowe, a gdy gałęzie są o tej samej impedancji falowej, to następuje podział mocy po połowie (3 dB). Jeśli wrota *4*, które są odizolowane od *2*, są zbędne, to odcinek pierścienia *3—4—1* może być zastąpiony równoważną rezystancją R_s, przez którą w przypadku pełnego dopasowania obciążeń prąd nie płynie. Otrzymuje się w ten sposób bardzo prosty i przydatny układ nazywany rozgałęźnikiem (ang.:

hybrid divider), a w literaturze amatorskiej [56] także hybrydem Wilkinsona. Znajduje on zastosowanie przede wszystkim przy sterowaniu i odbiorze mocy z synfazowych wzmacniaczy tranzystorowych. Jeśli dla zwiększenia mocy nadajnika połączy się dwa tranzystory bezpośrednio równolegle, to impedancja wejściowa i tak już w układach tranzystorowych bardzo mała, będzie o połowę mniejsza, a pojemność dwukrotnie większa. To samo wystąpi po stronie wyjściowej, co utrudnia transformację na typową impedancję linii 50 lub 75 Ω. Ponadto asymetria charakterystyki spowoduje niedosterowanie jednego, a przesterowanie drugiego tranzystora, skutkiem czego jeden z nich będzie się silniej grzał, a część mocy będzie tracona w obwodzie kolektorowym drugiego tranzystora. Wzrost mocy w wyniku stosowania dwóch tranzystorów może wynosić 2 dB, ale w przypadku większej różnicy charakterystyk dynamicznych może wystąpić nawet spadek poniżej poziomu mocy, jaką dostarczyłby



3.109. Rozgałęźniki wąskopasmowe

a — przykład zastosowania do sterowania dwóch synfazowych wzmacniaczy i zsumowania ich mocy wyjściowych,
b — podstawowy układ pracy rozgałęźnika

jeden tranzystor. Wszystkie te problemy nie występują, jeśli oba tranzystory po obu stronach będą miały dołączone rozgałęźniki (rys. 3.109a) i wtedy zysk mocy w wyniku zastosowania dwóch tranzystorów może dochodzić do 3 dB.

3.11.3.2 Podstawowy układ (rys. 3.109b)

Podstawowy układ ma trzy wrota: *1* — sumujące, 2_a i 2_b — boczne, jest to więc trójwrotnik. Wrota boczne są połączone z wrotami sumującymi za pośrednictwem linii o długości elektrycznej $l_e = \lambda/4$.

Wrota boczne są obciążone jednakową rezystancją $R_{2a} = R_{2b} = R_2$. Rezystancje te są transformowane linią $\lambda/4$ o impedancji Z_0 na rezystancję $R_1' = Z_0^2/R_2$. Na wrotach *1* obie gałęzie są połączone równolegle. Dopasowanie występuje więc, gdy wrota są obciążone rezystancją $R_1 = R_1'/2$. Stąd otrzymuje się warunek na impedancję falową gałęzi bocznych:

$$Z_0 = \sqrt{2R_1 R_2} \tag{3.181}$$

Przykład 1: $R_2 = 50\ \Omega$, $R_1 = 50\ \Omega$, $Z_0 = \sqrt{2 \cdot 50 \cdot 50} = 70{,}7\ \Omega$. Jest to wartość znana już z przykładu sprzęgaczy pierścieniowych.

Przykład 2: $R_2 = 50\ \Omega$, $Z_0 = 50\ \Omega$ wtedy $R_1 = 25\ \Omega$.

Wrota 2_a i 2_b są połączone rezystorem bezindukcyjnym o wartości $R_s = 2 \cdot R_2$. Jego rolę wyjaśniono dalej. Rozgałęźniki stosowane są na dwa sposoby — jako rozdzielające i sumujące.

3.11.3.3 Podział mocy

Moc P_1 dostarczona do wrót *1* dzieli się po połowie między wrota 2_a i 2_b: $P_2 = P_{2a} = P_{2b} = P_1/2$, czyli i tłumienie przeniesienia wynosi 3 dB. W praktyce, uwzględniając straty tłumienie to wyniesie 3,1 dB. Jest to słuszne pod warunkiem pełnego dopasowania obciążeń i impedancji falowej Z_0. Jeśli jedno z wrót, np. 2_b ma niedopasowane obciążenie ($R_{2b} \neq R_2$), np. w skutek nieco odmiennej rezystancji wejściowej tranzystora, zwarcia lub przerwy na wrotach 2_b, to moc doprowadzona do wrót 2_a nie ulegnie zmianie. Między wrotami 2_a i 2_b występuje izolacja, gdyż fala odbita na wrotach 2_b w wyniku niedopasowania dotrze do wrót 2_a dwiema drogami: 2_b—*1*—2_a z przesunięciem fazy o 180° i przez rezystor R_s, bez przesunięcia fazowego, dając w efekcie całkowitą redukcję.

Fala odbita od 2_b spowoduje wystąpienie na wrotach *1* dużego niedopasowania. Współczynnik fali stojącej może dojść do $s = 3$, a współczynnik odbicia $A_r = 6$ dB (wzór 3.26c). Na rezystorze R_s wydzieli się maksymalna moc $P_{Rs} = P_1/4 = P_2/2$.

3.11.3.4 Sumowanie mocy

Wrota 2_a i 2_b zasila się z zewnątrz synfazowymi sygnałami o jednakowej mocy $P_2 = P_{2a} = P_{2b}$. We wrotach *1* moc ta sumuje się i wydzieli na obciążeniu R_1. Jeśli zasilane będzie tylko jedno wroto, np. 2_a, to w przypadku pełnego dopasowania na wrotach 2_b nie pojawi się żaden sygnał. Jeśli wrota *1* będą miały obciążenie niedopasowane, to z mocy padającej P_{p2a} część, jako moc odbita P_0 dotrze także do wrót 2_b. Izolacja między wrotami 2_a i 2_b nie będzie doskonała i wyniesie:

$$D_{ab} = A_r + 6 \text{ dB} \quad [\text{dB}] \tag{3.182}$$

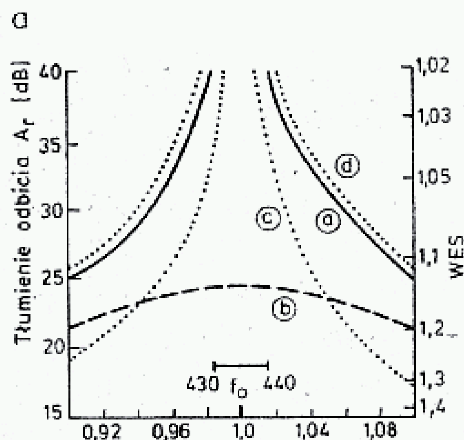
gdzie: A_r — współczynnik mocy odbitej, czyli tłumienie odbicia.

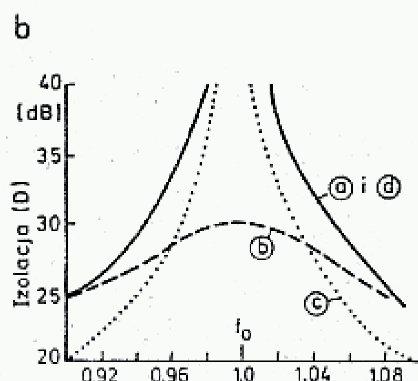
Przykład: $\varrho = 1{,}2$, $\Gamma = 0{,}091$, $A_r = 20{,}8$ dB stąd izolacja $D_{ab} = 26{,}8$ dB.

W sprzęgaczach stosuje się linie o długości $l_e = \lambda/4$, a więc warunek dopasowania może być spełniony przy określonej częstotliwości f_0. W przypadku odchylenia od f_0 rezystancje obciążenia ulegają transformacji innej, niż to wynika ze wzoru (3.181) i na wrotach *1* wystąpi niedopasowanie. Na rysunku 3.110a pokazano zależność tłumienia odbicia A_r i WFS od odstrojenia od częstotliwości obliczeniowej f_0, zaś na rys. 3.107b i c izolację i tłumienie przeniesienia dla gałęzi o prawidłowo dopasowanej impedancji falowej Z_0 i z impedancją falową większą o 6%. Zaznaczono także względną szerokość pasma 430—440 MHz.

Jeśli wrota 2_a i 2_b będą zasilane różnymi mocami P_{2a} i P_{2b} i dodatkowo przesuniętymi w fazie o kąt Θ, to moc wydzielona na wrotach *1* będzie nieco mniejsza od sumy mocy $P_2 = P_{2a} + P_{2b}$. Jeśli oznaczymy stosunek mocy $P_{2a}/P_{2b} = r$, to otrzymamy zależność:

$$\frac{P_1}{P_2} = 0{,}5 + \frac{\sqrt{r}\cos\Theta}{r+1} \tag{3.183}$$



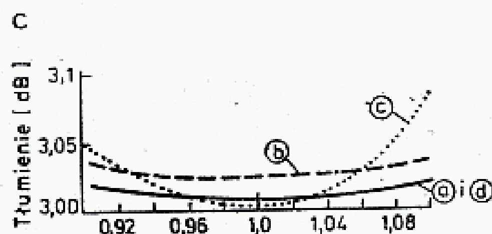


a — impedancja linii zgodna z obliczeniem $Z_0 = 70{,}7\ \Omega$

b — impedancja linii większa o 6% (75 Ω)

c — jednoogniwowy układ π wg rys. 3.113b

d — dwuogniwowy układ π wg rys. 3.113c

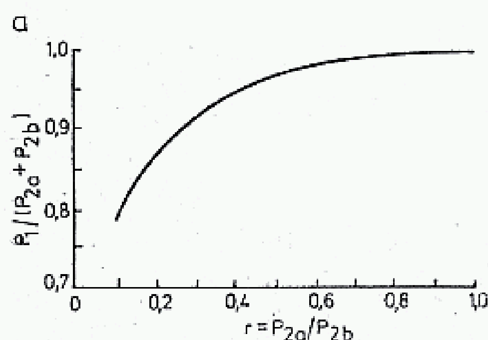


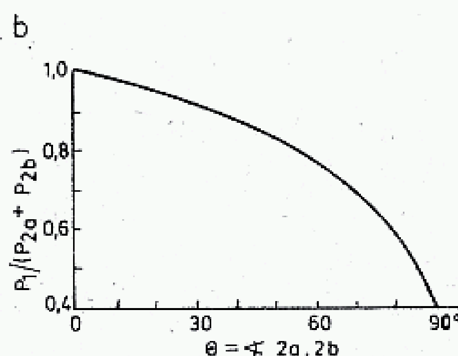
3.110. Charakterystyki częstotliwościowe rozgałęźników, [56]

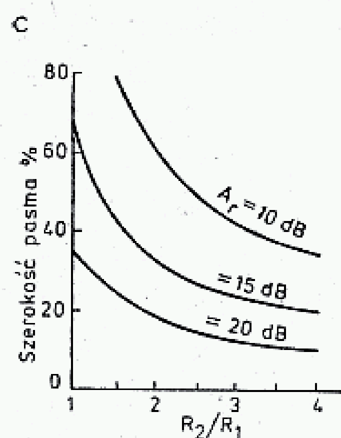
a — zmienność współczynnika odbicia A_T i WFS,
b — zmienność tłumienia przenikania — izolacji,
c — zmienność tłumienia przenoszenia A_p

Przykład: $P_{2a} = 20$ W, $P_{2b} = 10$ W, $\Theta = 15°$. Stąd $r = 20/10 = 2$ czyli 3 dB. $P_2 = 20+10 = 30$ W oraz $P_1 = 28{,}7$ W, czyli jest mniejsza zaledwie o 0,2 dB, zaś izolacja między wrotami *a* i *b* pozostanie większa od 30 dB.

Na rysunkach 3.111a i b pokazano wartość mocy na wrotach *1* w stosunku do sumy mocy doprowadzonej do wrót 2_a i 2_b, w zależności od stosunku tych mocy i przesunięcia fazowego Θ, zaś na rys. 3.111c zależność szerokości pasma przy różnych stopniach transformacji linią $\lambda/4$ rezystancji R_2 na R_1 i tłumienia odbicia A_r.





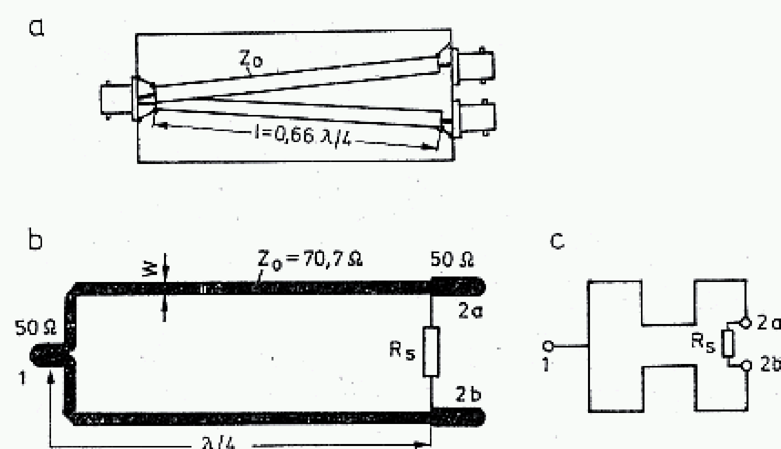


3.111. Stosunek mocy wyjściowej P_1 do sumy mocy doprowadzonej $P_{2a}+P_{2b}$ w zależności od

a — stosunku mocy doprowadzonych synfazowo,
b — przesunięcia fazy między tymi mocami przy jednakowych poziomach mocy na obu wejściach ($P_{2a} = P_{2b}$),
c — szerokość pasma w zależności od jednoczesnej transformacji impedancji przy różnych stopniach niedopasowania linii Z_0 do rezystancji obciążenia R_1 i R_2

3.11.3.5 Przykłady wykonań

Na rysunku 3.112a pokazano rozgałęźnik wykonany z kabla koncentrycznego. W pasmie 144 MHz kable z pełną izolacją polietylenem ($K = 0{,}66$) mają długość $l = 0{,}66\ l_e = 342$ mm, a w pasmie 432 MHz po 144 mm. Rozgałęźniki można wykonać w zamkniętych pudełkach aluminiowych umieszczając gniazda BNC 2a i 2b blisko siebie, by przewody do rezystora R_s były jak najkrótsze, zaś złącze 1 umieszcza się w dowolnym miejscu. Obciążalność rezystora R_s powinna wynosić połowę mocy doprowadzonej do wrót *1*, zaś wartość rezystancji $R_s = 2\ R_2$. Na temat doboru rezystorów wskazówki znajdują się w rozdziale 3.2. Przy dużych mocach rezystory powinny mieć także dużą moc i gabaryty. Rezystory takie są trudne do uzyskania. Zakładając, że nie wystąpi przypadek całkowitego zakłócenia na jednym z wrót 2 w postaci zwarcia lub przerwy, można przyjąć obciążalność rezystora nawet 5 razy mniejszą.



3.112. Sposoby wykonania rozgałęźników:
a — z zastosowaniem kabla koncentrycznego, b — linią paskową z masą pod spodem, c — sposób ukształtowania linii dla zmniejszenia rozmiarów

Na rysunku 3.112b pokazano rozgałęźnik wykonany na laminacie jako niesymetryczne linie paskowe NLP. Złącza BNC umieszcza się po stronie masy, a styk środkowy przepuszcza przez płytę i łączy z paskiem w sposób pokazany na rys. 3.29g. Długość linii paskowych określa się wg zasad podanych w rozdziale 3.5.4 (rys. 3.28b). W przypadku laminatu szklano-epoksydowego o grubości 1,5 mm ($\varepsilon_r = 4{,}8 \div 5$) współczynnik skrócenia $K = 0{,}53 - 0{,}54$ i długość linii wynosi odpowiednio: dla 144 MHz — 93 mm, a dla 1296 MHz — 31 mm. Należy pamiętać o ścięciu rogów pasków pod kątem 45°, w sposób pokazany na rysunku. Poza wyliczoną długością linii $\lambda/4$, o ściśle określonej impedancji Z_0, można zastosować odcinki o impedancji falowej równej R_2, o długości nie limitowanej, lecz jednakowej na obu wrotach *a* i *b*. W pasmie 144 MHz można zmniejszyć gabaryty rozgałęźnika nadając linii kształt meandru (rys. 3.112c) zachowując odległość między gałęziami $S > 5\lambda$. Linie paskowe umożliwiają wykonanie linii o właściwym Z_0, co nie zawsze można uzyskać w przypadku linii kablowych.

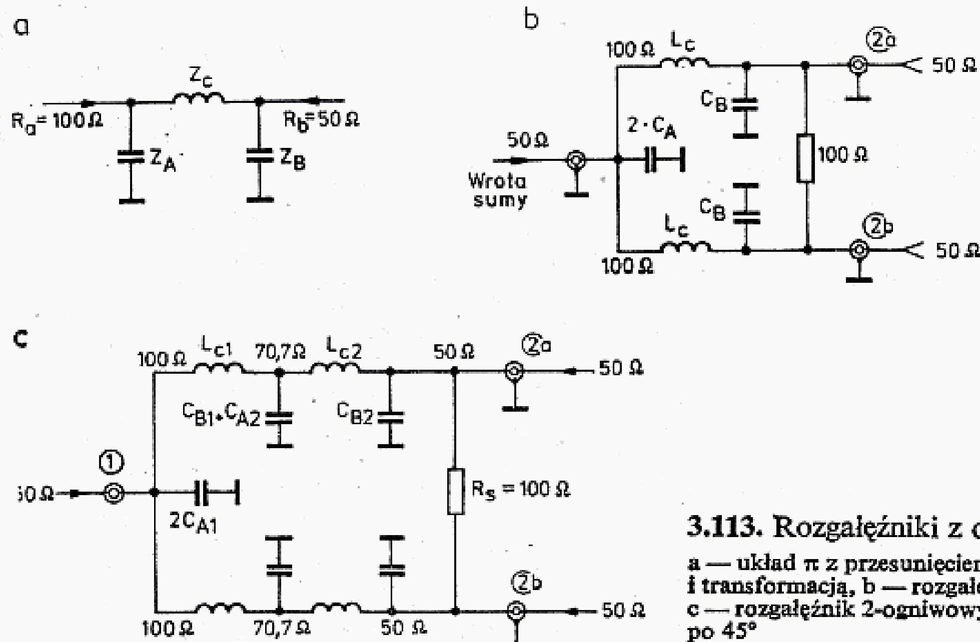
3.11.3.6 Rozgałęźniki z elementami dyskretnymi

W sprzęgaczach pierścieniowych, a także w rozgałęźnikach gałęzie $\lambda/4$ na liniach o stałych rozłożonych, dające przesunięcie fazy o 90°, mogą być zastąpione układami dyskretnymi LC o stałych skupionych. Stosuje się ogniwa typu π (rys. 3.113a).

Oznaczając rezystancję wejściową ogniwą jako R_a i wyjściową jako R_b oraz falową jako $Z_0 = \sqrt{R_a \cdot R_b}$, a wymagane przesunięcie fazowe Θ wartość impedancji gałęzi ogniwa można wyznaczyć z zależności:

$$Z_A = \frac{Z_0^2 \sin\Theta}{R_b \cos\Theta - Z_0}; \quad Z_B = \frac{Z_0^2 \sin\Theta}{R_a \cos\Theta - Z_0} \tag{3.184a, b}$$

$$Z_C = Z_0 \sin\Theta \tag{3.184c}$$



3.113. Rozgałęźniki z ogniwami LC
a — układ π z przesunięciem fazy 90° i transformacją, b — rozgałęźnik jednoogniwowy, c — rozgałęźnik 2-ogniwowy z przesunięciem fazy po 45°

Przykład: Jeśli $R_a = 100\,\Omega$, $R_b = 50\,\Omega$ i $\Theta = \pi/2 = 90°$, to $\sin\Theta = 1$, $\cos\Theta = 0$ i $Z_0 = \sqrt{100 \cdot 50} = 70{,}7\ \Omega$ oraz $Z_A = Z_B = Z_C = 70{,}7\ \Omega$. Wartości L i C dla danej częstotliwości wyznacza się ze wzoru (3.3) lub z rys. 3.1. Pojemność C_A z obu gałęzi zastępowana jest kondensatorem o pojemności $2 \cdot C_A$ (rys. 3.113b). Jeśli wymagana jest większa szerokość pasma od 10%, to należy jedno ogniwo z przesunięciem fazy o 90° zastąpić dwoma połączonymi szeregowo ogniwami o przesunięciu fazowym 45° (rys. 3.111c).

Na rysunku 3.110 pokazano charakterystyki rozgałęźników ze stałymi skupionymi. Rozgałęźniki stosowane w stopniach mocy muszą mieć kondensatory o dostatecznej wytrzymałości elektrycznej, a cewki odpowiednie dla przenoszonej mocy. Poza wyżej opisanymi rozgałęźnikami wąskopasmowymi opartymi na liniach $\lambda/4$ można zbudować rozgałęźniki szerokopasmowe, w których zastosowano transformatory szerokopasmowe opisane w rozdziale 3.10.

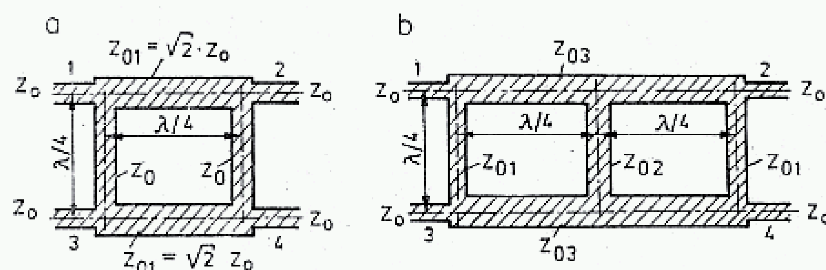
3.11.4 Sprzęgacze gałęziowe

Na rysunkach 3.114a i b pokazano układy sprzęgacza dwugałęziowego i trójgałęziowego o sprzężeniu 3 dB. Jeśli długości odcinków wynoszą $\lambda/4$ i impedancje linii $Z_{12} = Z_{34} = \sqrt{2} Z_0$, gdzie Z_0 jest równa impedancji linii Z_{13} i Z_{24} oraz impedancji obciążenia, to przy pobudzeniu wrót *1* na wrotach *2* i *4* uzyskuje się sprzężenie -3 dB. Przesunięcia fazowe w stosunku do wrót *1* wynoszą: na wrotach *2* $\Theta = -90°$, a na wrotach *4* $\Theta = -180°$, czyli między wrotami *2* i *4* występuje przesunięcie 90°. Jest ono charakterystyczne dla tego rodzaju sprzęgaczy. Sprzęgacz

dwugałęziowy ma szerokość pasma 10%, trójgałęziowy do 30%, jeśli impedancje gałęzi wynoszą: $Z_{01} = 2{,}41\ Z_0$, $Z_{02} = 0{,}744\ Z_0$, oraz $Z_{03} = 0{,}728\ Z_0$, gdzie Z_0 jest impedancją obciążenia, [52].

Sprzęgacze pierścieniowe i gałęziowe charakteryzuje się wartością izolacji wrót *3* od *1* określaną współczynnikiem izolacji, czyli kierunkowością:

$$D = 20 \lg U_1/U_3 \tag{3.185}$$



3.114. Sprzęgacze gałęziowe 90°:
a — sprzęgacz dwugałęziowy,
b — sprzęgacz trójgałęziowy

Tablica 3.11.1

Parametry sprzęgaczy kierunkowych dla mieszaczy z pasmem 20% [54]

Typ	*WFS*	Nierównom. amplitudy [dB]	Izolacja [dB]	Względne straty
90° 2-gałęziowy	1,45	0,7	14	1,0
90° 3-gałęziowy	1,12	0,5	25,3	1,7
180° pierścieniowy (rys. 3.108c)	1,14	0,4	23,0	1,5
180° pierścieniowy (rys. 108f)	1,40	0,9	23,0	2,0

W tablicy 3.11.1 zestawiono uzyskiwane parametry sprzęgaczy przeznaczonych dla mieszaczy pracujących z szerokością pasma 20%, [54]. Jeśli w sprzęgaczu gałęziowym dwie gałęzie liniowe będą zastąpione elementami skupionymi, najczęściej pojemnością, to otrzyma się sprzęgacz gałęziowy hybrydowy, pokazany na rys. 3.115a. Wrota *1* są sprzężone z wrotami *2* i *4*, zaś wrota *3* są izolowane. Sprzężenie C_{14} zależy od długości linii $l_e = \beta l$ i jest określane kątem przesunięcia fazy $\Theta = \beta l$ między wrotami *1* i *2*, [55, 63]:

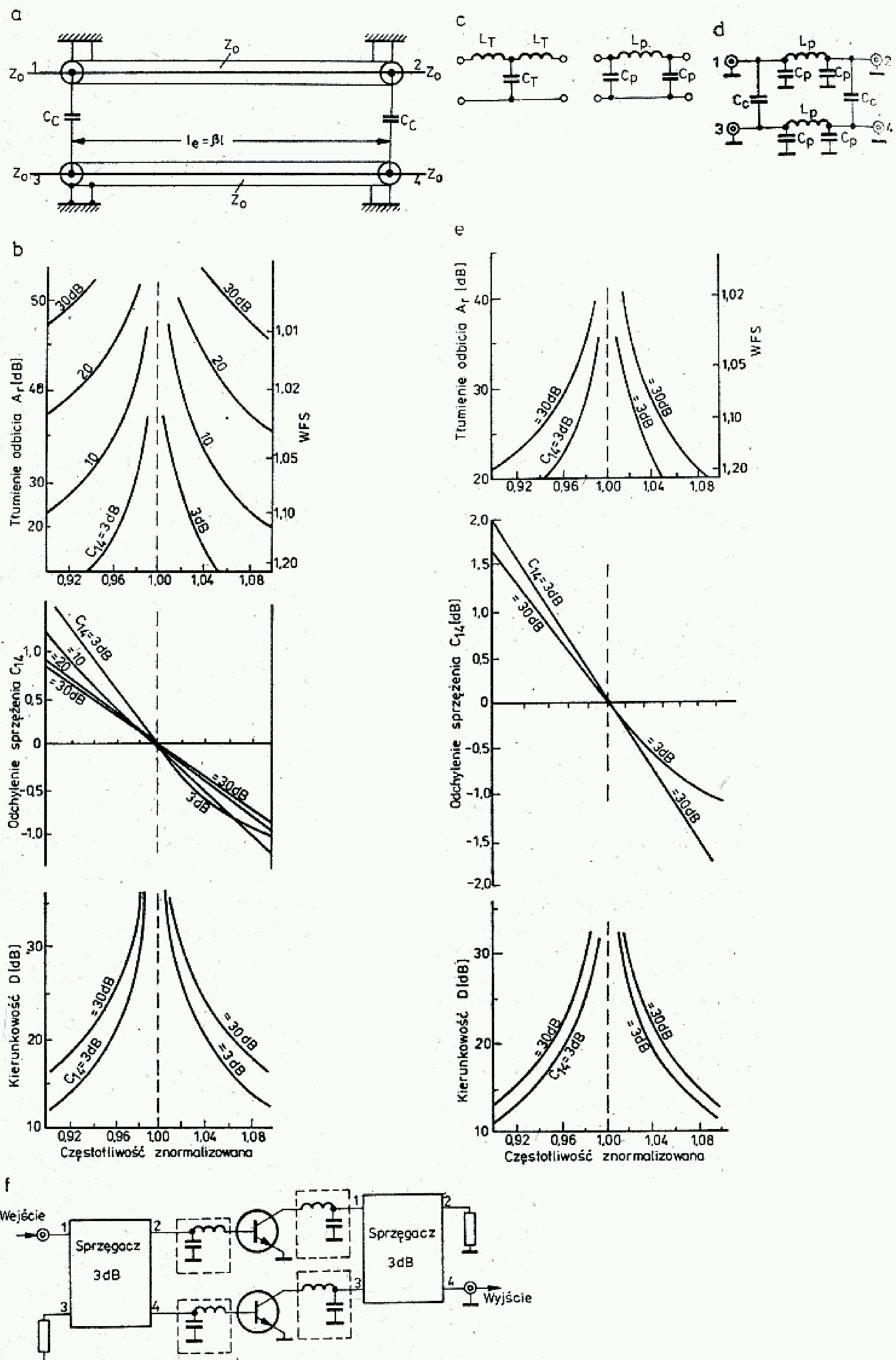
$$C_{14} = 10 \lg P_1/P_4 = 20 \lg \cos\Theta \ \text{[dB]} \tag{3.186}$$

Pojemność sprzęgająca musi spełniać warunek:

$$X_C = Z_0 \operatorname{tg}\Theta \quad \text{skąd} \quad C_c = \frac{10^6}{2\pi f_0 Z_0 \operatorname{tg}\Theta} \quad [\text{pF, MHz, }\Omega] \tag{3.187}$$

W tablicy 3.11.2 podano potrzebne przesunięcia fazowe i długości linii l/λ dla wybranych wartości sprzężenia C_{14}. Z danych tych wynika, że dla uzyskania sprzężenia $C_{14} = 3$ dB (wtedy C_{12} równa się także 3 dB), przesunięcie fazowe $\Theta = \beta l = 45°$, a linia ma długość $l = \lambda/8$. Dla uzyskania słabszego sprzężenia linie muszą mieć większe przesunięcie fazowe, czyli muszą być dłuższe.

Na rysunku 3.115b pokazano charakterystyki hybrydowego sprzęgacza kierunkowego dla sprzężeń $C_{14} = 3$, 10, 20 i 30 dB. Sprzęgacze takie swobodnie pokrywają zakres pasma amatorskiego.



3.115. Sprzęgacze gałęziowe z elementami dyskretnymi

a, b — sprzęgacz hybrydowy ze sprzężeniem pojemnościowym i jego charakterystyki w zależności od częstotliwości i sprzężenia C_{14}, c — ogniwa w układzie T i π, d, e — sprzęgacz gałęziowy z elementów LC i jego charakterystyki, f — zastosowanie sprzęgaczy gałęziowych dla skojarzenia dwóch tranzystorów we wzmacniaczu

Tablica 3.11.2

Współczynniki obliczeniowe sprzęgacza gałęziowego

C_{14} [dB]	Θ_0	l/λ	$C_c \cdot f$ pF · MHz	$L_p \cdot f$ nH · MHz	$C_p \cdot f$ pF · MHz
3	45,0	0,125	3 183	5 627	1 318
4	50,9	0,141	2 589	6 174	1 514
5	55,8	0,155	2 165	6 580	1 685
6	60,0	0,167	1 838	6 886	1 835
10	71,6	0,199	1 061	7 549	2 294
15	79,8	0,222	575	7 831	2 659
20	84,3	0,234	320	7 918	2 879
25	86,8	0,241	179	7 945	3 007
30	88,2	0,245	101	7 954	3 084

W sprzęgaczu gałęziowym wszystkie gałęzie mogą być wykonane za pomocą elementów dyskretnych LC, podobnie jak to opisano w rozdz. 3.11.3.6, przy rozdzielaczach. Stosuje się zamiast linii ogniwa w układzie π lub T pokazane na rys. 3.115c. Zazwyczaj stosuje się układ π, gdyż wymaga to tylko jednej cewki w ogniwie i działa jednocześnie jako filtr dolnoprzepustowy. Wartości indukcyjności i pojemności w sprzęgaczu uzależnione są od przyjętego sprzężenia C_{14}, określającego kąt Θ (p. zal. 3.186), [63].

Dla układu T:

$$L_T = Z_0 \frac{1-\cos\Theta}{2\pi f_0 \sin\Theta}; \quad C_T = \frac{\sin\Theta}{2\pi f_0 Z_0} \tag{3.188c}$$

zaś dla układu:

$$L_p = Z_0 \frac{\sin\Theta}{2\pi f_0}; \quad C_p = \frac{1-\cos\Theta}{2\pi f_0 Z_0 \sin\Theta} \tag{3.188b}$$

We wzorach podstawia się jednostki podstawowe SI: H, F, Hz, Ω.

Na rysunku 3.115d pokazano sprzęgacz gałęziowy złożony z dwóch ogniw w układzie π, sprzężonych pojemnością C_c (p. zal. 3.187). Dla ułatwienia przeliczeń w tablicy 3.11.2 podano współczynniki obliczeniowe dla wybranych wartości sprzężeń C_{14}. Konkretne wartości C_c, L_p i C_p otrzymuje się dzieląc odpowiednie współczynniki przez częstotliwość wyrażoną w MHz. W tablicy 3.11.3 zestawiono wartości przeliczone dla poszczególnych pasm amatorskich KF i UKF. Na rysunku 3.115e pokazano charakterystyki sprzęgacza z rys. 3.115d. Porównując charakterystyki tego sprzęgacza ze sprzęgaczem hybrydowym (rys. 3.115a) spostrzega się, że sprzęgacz hybrydowy ma większe tłumienie odbicia A_r, jest bardziej szerokopasmowy i ma nieco lepszą kierunkowość.

Sprzęgacze gałęziowe 3 dB mogą być stosowane w układach, podobnie jak rozgałęźniki opisane w p. 3.11.3. Często układ uzupełnia się dodatkowym ogniwem LC, dopasowującym impedancję w sposób opisany w p. 3.8.6 i pokazany na rys. 3.115f.

Zaletą sprzęgaczy gałęziowych w stosunku do rozgałęźników jest stosowanie krótszych linii ($\lambda/8$) oraz tłumienie produktów intermodulacyjnych powstających

Tablica 3.11.3

Pojemności i indukcyjności sprzęgacza gałęziowego z ogniwami typu (rys. 3.115d)

f	Sprzężenie 3 dB			Sprzężenie C_{13} = 20 dB		
[MHz]	C_c [pF]	L_p [nH]	C_p [pF]	C_c [pF]	L_p [nH]	C_p [pF]
3,750	849	1500	352	85,3	2112	768
7,150	445	787	184	44,7	1107	403
14,175	225	397	93	22,6	559	203
21,225	150	265	62	15,1	373	136
28,850	110	195	46	11,1	274	100
52	61	108	25	6,2	152	55
145	22	39	9	2,1	54	20
433	7,4	13	3	0,74	18	6,6
1296	2,5	4,3	1,0	0,25	6,1	2,2

w przypadku dostawania się przez antenę silnego sygnału interferencyjnego. Sygnał taki miesza się z powodu nieliniowości kolektorowej tranzystora z 2-harmoniczną sygnału wzmacnianego f_0 dając produkt intermodulacji $f_{im} = 2f_0 \pm f_i$ w pobliżu sygnału właściwego f_0, a więc nie dający się odfiltrować normalnym obwodem. W dopasowanym sprzęgaczu gałęziowym produkty intermodulacyjne powstające na obu tranzystorach dochodzą do wrót *4* w przeciwfazie i wzajemnie się znoszą.

3.11.5 Sprzęgacze zbliżeniowe

W liniach paskowych symetrycznych (SLP) i niesymetrycznych (NLP) sprzężenie gałęzi uzyskuje się za pośrednictwem pola elektromagnetycznego między liniami. Zagadnienia te są obszernie opisane w literaturze [21, 59, 60, 63]. Poniżej podano niektóre końcowe wnioski wynikające z teorii, a mające zastosowanie w praktyce amatorskiej.

Jeśli prądy w obu sprzężonych paskach płyną w zgodnym kierunku, rozkład pola jest taki jak przedstawiony na rys. 3.116c, jeśli w przeciwnym, to taki jak na rys. 3.116d. Impedancje falowe pasków zależą od rozkładu pola i są oznaczane Z_{0z} i Z_{0p}[1], a prędkości propagacji v_z i v_p, z czym wiąże się współczynnik skrócenia K_z i K_p. Zależność wymienionych parametrów od wymiarów geometrycznych W/H i S/H podano w literaturze.

Jeśli spełniony jest warunek dopasowania obciążenia:

$$Z_{0z} \cdot Z_{0p} = Z_0^2 \tag{3.189}$$

i długość linii $l_{12} = l_{34} = l$, to oznaczając:

$$k = \frac{Z_{0z} - Z_{0p}}{Z_{0z} + Z_{0p}} \tag{3.190}$$

właściwości sprzęgacza można opisać za pomocą następujących parametrów:

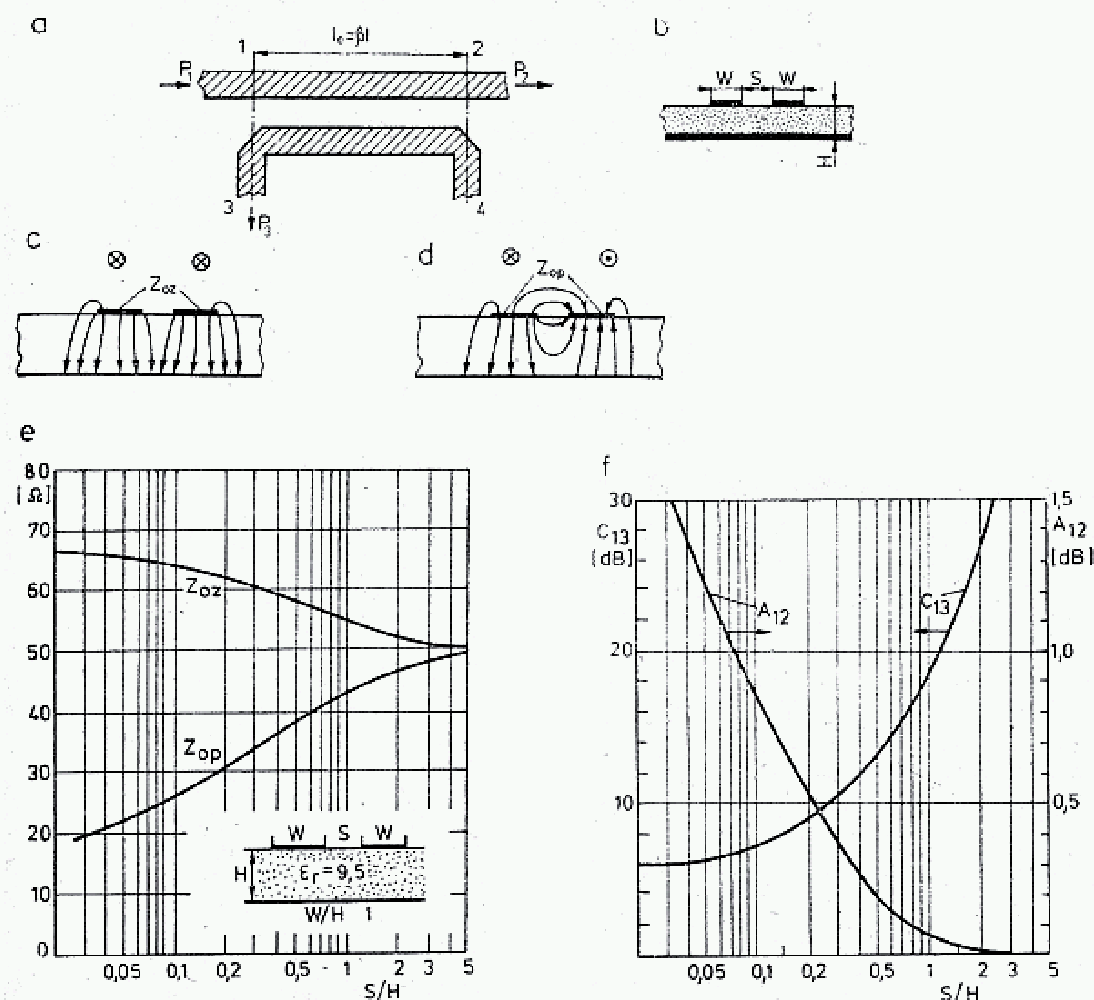
[1] W literaturze angielskiej Z_{0e} i Z_{00}.

Tłumienie transmisji między wrotami *1* i *2*:

$$A_{12} = 10\lg P_2/P_1 = 20\lg U_2/U_1 \tag{3.191}$$

gdzie:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{\sqrt{1-k^2}}{\sqrt{1-k^2}\cos\Theta + j\sin\Theta} \tag{3.192}$$



3.116. Sprzęgacze zbliżeniowe:

a — układ sprzęgacza: 1-wroto-wejściowe, 2 — wyjściowe, 3 — sprzężone, 4 — izolowane, b — geometria linii dwupaskowej, c — rozkład pola przy zgodnym kierunku prądu, d — przy przeciwnym, e — zależność impedancji przy zgodnym i przeciwnym — kierunku od odległości pasków, f — współczynnik sprzężenia C_{13} i tłumienia A_{12} w zależności od odległości pasków przy długości linii $\lambda/4$

Zaś sprzężenie między wrotami *1* i *3* wynosi:

$$C_{13} = 10\lg P_3/P_1 = 20\lg U_3/U_1 \tag{3.193}$$

gdzie:

$$\frac{U_3}{U_1} = \frac{jk\sin\Theta}{\sqrt{1-k^2}\cos\Theta + j\sin\Theta} \tag{3.194}$$

Izolacja między wrotami *1* i *4*, czyli kierunkowość wynosi:

$$D_{14} = 10\lg P_4/P_3 = 20\lg U/U_3 \tag{3.195}$$

Na uwagę zasługuje fakt, że w przeciwieństwie do sprzęgaczy gałęziowych w sprzęgaczach zbliżeniowych izolowane są wrota *4* oraz, że wydłużenie linii zwiększa

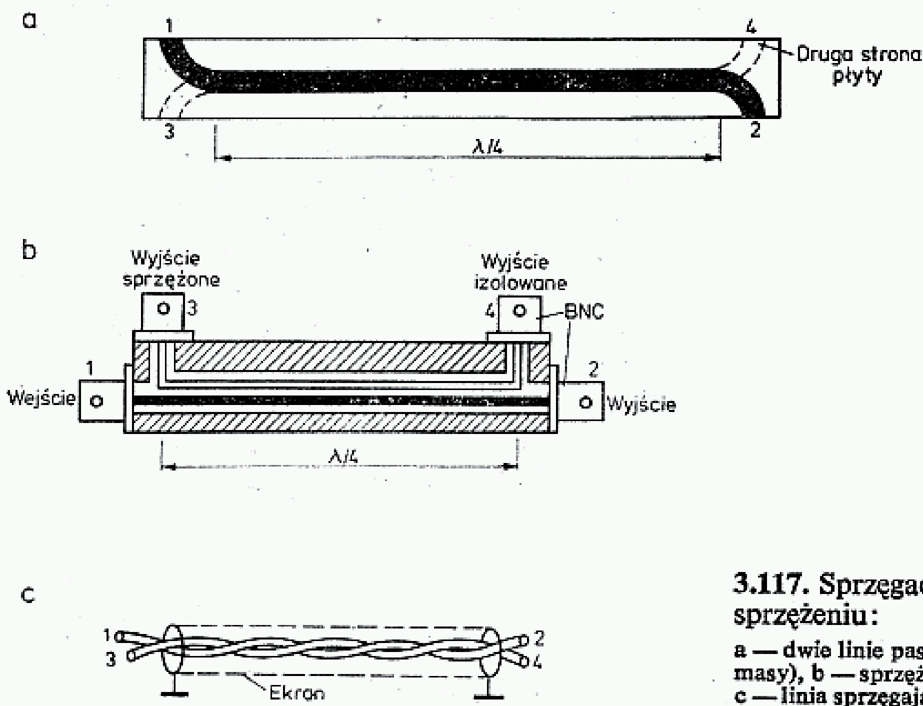
sprzężenie C_{13}. Gdy linie mają długość $\lambda/4$, czyli $l_e = 90°$, to A_{12} osiąga największą wartość, zaś C_{13} wartość najmniejszą, co świadczy o silniejszym sprzężeniu:

$$A_{12\,max} = 10\lg(1-k^2) \quad \text{oraz} \quad C_{13\,min} = 10\lg k^2 \tag{3.196}$$

W literaturze [63] wykazano, że parametry A, C i D w równaniach (3.191—3.195) nie zależą od stałej dielektrycznej materiału podłoża.

W sprzęgaczu zbliżeniowym przy zasilaniu wrót *1* prawie cała moc przenosi się do wrót *2*, reszta do wrót *3* oraz jest tracona na straty dielektryczne, straty rezystancji pasków i w rozproszonym polu elektromagnetycznym. W przypadku idealnym wrota *4* są całkowicie izolowane. W praktyce na skutek niedopasowań oraz sprzężeń pasożytniczych doprowadzeń osiąga się izolację wrót *4* od *1* wynoszącą 20÷40 dB.

Na rysunku 3.116 pokazano przykładową zależność transmisji A_{12}, sprzężenia C_{13} od odległości pasków, których szerokość $W = H$, zaś na rys. 3.116e pokazano zależność impedancji od S/H. Można zauważyć, że w sprzęgaczu zbliżeniowym nie uzyskuje się tłumienia mniejszego od 6 dB, zaś przy znacznej odległości pasków ich impednacje zbliżają się do $Z_0 = 50\ \Omega$.



3.117. Sprzęgacze zbliżeniowe o silnym sprzężeniu:

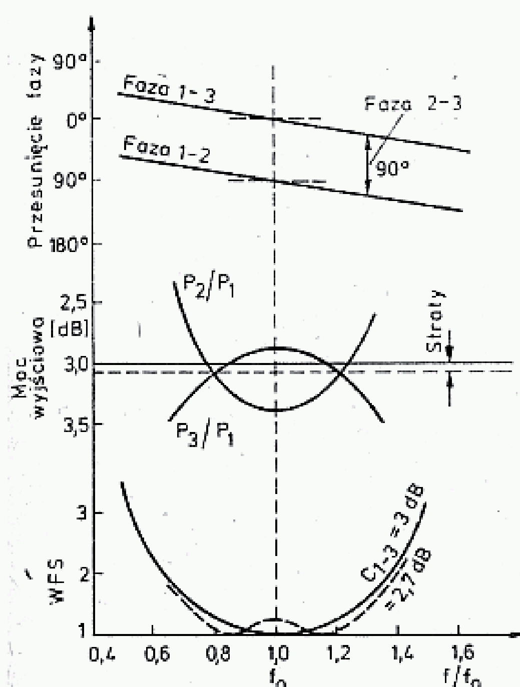
a — dwie linie paskowe na jednym laminacie (bez masy), b — sprzężenie stosowane w mierniku WFS, c — linia sprzęgająca typu *wireline*

Większe sprzężenie kierunkowe (do 3 dB) uzyskuje się w przypadku wykonania sprzęgacza w postaci linii dwupaskowej symetrycznej (rys. 3.117) lub wprost w wyniku skręcenia dwóch przewodów w izolacji polietylenowej. Linie takie opisane były już w rozdziale o transformatorach szerokopasmowych (p.p. 3.10.2). Mogą być one ekranowane ferrytem lub materiałem dobrze przewodzącym. Linie takie występują pod nazwą *wireline*, [57]. Są one produkowane w długich odcinkach i przycinane przez użytkownika na potrzebną długość.

Na rysunku 3.118 pokazano charakterystyki częstotliwościowe sprzęgaczy dwupaskowych 3 dB w funkcji odchylenia od częstotliwości obliczeniowej f_0, dla której $l_e = \lambda/4$. Widać, że między wrotami *2* i *3* występuje stałe przesunięcie fazy o 90°, a w przedziale $\pm 10\%$ od f_0 współczynnik WFS oraz podziały mocy P_3/P_1 i P_2/P_1 ulegają niewielkim zmianom. Przy sprzężeniu nadkrytycznym (2.7 dB) charakterystyka WFS ma minimum dla f_0.

Opisane sprzęgacze zbliżeniowe wykorzystuje się w miernikach mocy, WFS i wtedy stosuje się słabe sprzężenie C_{13}, wynoszace często 20 dB, przez skrócenie linii lub powiększenie odległości S.

W układach mieszaczy stosuje się silne sprzężenie najczęściej $C_{13} = 3$ dB. Sprzęgacze takie wykorzystuje się w sposób opisany już w poprzednich rozdziałach (rys. 3.106).



3.118. Zależność przesunięć fazy, sprzężenie C_{13}, A_{12} i WFS od zmian częstotliwości; przy f_0 linia ma długość $\lambda/4$

3.12 Ekranowanie

3.12.1 Wiadomości wstępne

Ekranowanie urządzeń telekomunikacyjnych jest jednym z klasycznych problemów elektroniki. Ostatnio zajmuje się tym oddzielna gałąź elektroniki nosząca nazwę elektromagnetycznej kompatybilności (ang.: *Electromagnetic Compatibility — EMC*). Sprawami EMC zajmuje się wiele ośrodków naukowych w tym Politechnika Wrocławska, która organizuje periodycznie międzynarodowe sympozja poświęcone tej tematyce. Specjaliści EMC poszukują rozwiązań pozwalających na współdziałanie urządzeń wytwarzających i odbierających promieniowanie elektromagnetyczne.

Obecnie zakres częstotliwości, czułości urządzeń odbiorczych i mocy nadajników znacznie się rozszerzył i dlatego przestrzeganie zasad EMC jest konieczne, gdyż w przeciwnym przypadku grozi „utonięcie" w zakłóceniach wytwarzanych nie tylko przez urządzenia radiowe, ale także przez aparaturę przemysłową, komputery, urządzenia energetyczne i gospodarstwa domowego.

Ekranowanie układów w urządzeniach radiowych ma na celu ograniczenie przenikania niepożądanych sygnałów między urządzeniami i otoczeniem, a także między podzespołami wewnątrz urządzenia. Niepożądane sygnały wywołują interferencje i zakłócenia w pracy w urządzeniach odbiorczych. Zjawisko to nosi nazwę ogólną EMI — *Electromagnetic Interference*, zaś w stosunku do odbiorników radiowych i telewizyjnych odpowiednio RFI i TVI. Poziom zakłóceń wytwarzanych przez ludzi (ang.: *Man made interference* — MMI) znacznie ogranicza możliwość

przekazywania informacji w granicznych warunkach. Na przykład stacje specjalizujące się w łącznościach EME stwierdzają w okresie pracy TV poziom szumów z kierunku miasta, większy niż poziom sygnałów odbitych od księżyca.

Problem ekranowania jest ważny dla ochrony osobistej operatora. Niekontrolowane promieniowanie elektromagnetyczne może być bardzo szkodliwe nawet w zakresie fal krótkich. Znane są wśród amatorów przypadki schorzeń wywołanych częstą pracą przy urządzeniach o mocy ponad 500 W przy niedostatecznym ekranowaniu i przy wadliwym systemie antenowym. Niebezpieczeństwo to zwiększa się przy częstotliwościach UKF, a szczególnie na MKF. W literaturze [61] podane są następujące wymagania na dopuszczalne natężenie pola elektromagnetycznego w strefie pośredniej: w zakresie 10÷300 MHz — 7÷20 V/m, w zakresie 300 MHz÷300 GHz 0,1 do 2 m W/m^2.

3.12.2 Wymagany poziom ekranowania

Istnieje wiele dokumentów regulujących dopuszczalny poziom wytwarzanych zakłóceń i odporności urządzeń na zakłócające pole elektromagnetyczne i zakłóceń dostających się drogą przewodową. Wymagania te ulegają ciągłym nowelizacjom. W Polsce dopuszczalny poziom zakłóceń przemysłowych określa norma PN69/E--02031, która przewiduje 3 poziomy zakłóceń: wysoki 25 mV/m, normalny 500 μV/m i niski 50 μV/m z dodatkowym zróżnicowaniem w zależności od częstotliwości. Urządzenia odbiorcze powinny mieć zapewniony margines ochronny, co oznacza, że poziom zakłóceń powinien być niższy o 40 do 45 dB od poziomu sygnału radiowego i telewizyjnego przewidzianego przez służbę radiofoniczną dla danego obszaru. Urządzenia nadawcze w zakresie powyżej 30 MHz powinny mieć poziom

Tablica 3.12.1

Wymagany poziom ekranowania urządzeń promieniujących i odbiorczych w [dB], według [64]

Lp.	Rodzaj urządzenia	3 do 30 MHz	30 do 100 MHz	100—300 MHz	300—1000 MHz	1—3 GHz	3—10 GHz
1	Przypadek ogólny	60	50	40	30	20	10
2	Odbiornik, ogólnie	10	40	40	30	20	10
3	Przypadkowe promieniowanie	60	50	30	20	—	—
4	Nadajniki 1 W	70	70	70	60	50	50
	10 W	80	80	80	70	60	60
	100 W	90	90	90	80	70	70
	500 W	100	90	90	90	80	70
5	Układy cyfrowe TTL	10	10	10	10	10	10
6	Układy analogowe						
	G · B = 10 MHz	40	40	40	30	20	10
	G · B = 100 MHz	60	70	70	50	50	40
7	Odbiorniki, czułość 10 μV	90	100	100	100	100	100
	1 μV	100	110	110	110	110	110
	0,1 μV	110	120	120	120	120	120

$G \times B$ = wzmocnienie × szerokość pasma

promieniowania niepożądanego niższy o 60 dB w stosunku do średniej mocy na częstotliwości podstawowej — bez przekraczania poziomu 1 mW [30-XIV].

Urządzenia odbiorcze i sprzęt elektroniczny są także źródłem zakłóceń. W szczególności źródłem szumów i trzasków mogą być układy odchylania OTV, kineskop, diody elektroluminescencyjne LED, liczniki częstościomierzy, pamięci, mikroprocesory, kalkulatory kieszonkowe, zasilacze, sterowniki tyrystorowe, drukarki itp. Zakłócenia te mogą przeszkadzać własnemu urządzeniu lub innemu, znajdującemu się w pobliżu lub dołączonemu do tej samej sieci zasilającej. W tablicy 3.12.1 podano wymagane poziomy ekranowania urządzeń promieniujących i odbiorczych, w tym i podzespołów elektronicznych na podstawie ostatnio przeprowadzonych badań [64].

3.12.3 Przewód współosiowy

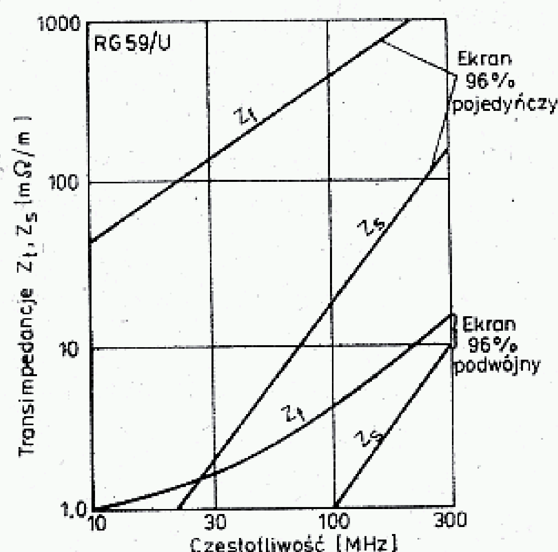
Teoria ekranowania przewodu współosiowego, opracowana przez Schelkunoffa [66 i 67] wprowadza pojęcie transimpedancji Z_t i impedancji przenikowej Z_s. Nie wnikając w teoretyczne zależności impedancje te można scharakteryzować następująco.

W żyle wewnętrznej przewodu współosiowego płynie prąd I i taki sam prąd powinien płynąć po powierzchni wewnętrznej ekranu kabla. Jeśli ekran nie jest w pełni szczelny, tj. ma szczeliny lub jest zbyt cienki, to część wewnętrznego pola magnetycznego w kablu wydostaje się na zewnątrz. Pole to powoduje popłynięcie prądu także po zewnętrznej powierzchni ekranu kabla. Jeśli w pobliżu takiego kabla znajduje się inny przewód, na przykład otaczający go drugi ekran, to między nimi wystąpi różnica potencjałów, dająca się zmierzyć jako napięcie U. Stosunek $U/I = Z_t$ jest transimpedancją.

Ponadto pole elektryczne wewnątrz kabla wydostaje się przez szczeliny w ekranie i indukuje napięcie w otaczającym ekranie. Stopień przenikania określa impedancja przenikowa Z_s. Gdy ekran kabla wykonany jest z pełnego, dostatecznie grubego metalu, to Z_t i Z_s są równe zeru, lecz gdy ekran jest zbyt cienki, to część pola magnetycznego przenika przez ekran i wtedy Z_t jest większe od zera. Natomiast gdy kabel ma ekran w postaci oplotu, to Z_t i Z_s przyjmują duże wartości. Wielkości Z_t i Z_s odnoczone są do jednostkowej długości, np. 1 m. Na rysunku 3.119 pokazano zależność obu impedancji od częstotliwości, [66] dla kabla RG59/U, którego przybliżonym odpowiednikiem jest WD 75 0,59/3,7. W tablicy 3.12.2 podano względną skuteczność ekranowania kabla przy różnych rodzajach oplotu. Jak widać, rodzaj ekranu w tym samym typie kabla ma bardzo duży wpływ na skuteczność ekranowania, a także na jego tłumienie (dB/100 m).

Popularne kable stosowane w instalacjach domowych TV mają bardzo „oszczednościowy" ekran, który w niektórych typach (NRD z izolacją piankową) jest nawet nie przeplatany i ma liczne długie szczeliny.

W czasie eksploatacji kabla często do jego wnętrza dostaje się wilgoć, powodując korozję drucików oplotu. Na przykład kabel RG8/U z pojedynczym oplotem w stanie nowym miał skuteczność ekranowania 40 dB. Po 18 miesiących eksploatacji na zewnątrz budynku skuteczność ekranowania pogorszyła się o 27 dB. Przeciw-

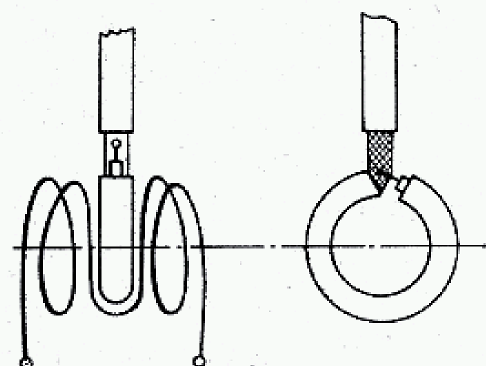


3.119. Składowe impedancje wskaźnika skuteczności ekranowania kabla:
Z_t — wywołane polem magnetycznym, Z_s — polem elektrycznym

Tablica 3.12.2

Względny poziom skuteczności ekranowania kabla RG 59/U w zależności od gęstości i typu ekranu

Ekran	Skuteczność [dB]	Tłumienność przy 150 MHz [dB/100 m]
40% siatka miedziana	17	18,2
51% siatka miedziana	18	18,2
59% siatka miedziana	26	14,8
79% siatka miedziana	34	12,0
96% siatka miedziana	52	10,4
96%—96% siatka miedziana	83	10,9
100% — powłoka alumin.	282	9,5



3.120. Pętla sprzęgająca ekranowana

działa się temu w pewnych odmianach kabla przez stosowanie do oplotu drutów miedzianych srebrzonych. Skuteczność ekranowania wskazuje na to jaka część mocy przesyłanej kablem jest przez niego wypromieniowana polem rozproszonym. Wskazuje ona jednocześnie na to jaka część pola zakłóceń otaczającego kabel dostanie się do jego środka i dotrze do odbiornika. Poza tym kable o małej skuteczności ekranowania prowadzone na stalowej konstrukcji lub w metalowych rurach, albo w ziemi mają znacznie zwiększone tłumienie jednostkowe, wywołane bliskością ciał o dużej stratności.

Pole w.cz. z anteny nadawczej indukuje w pobliskich przewodach znaczne napięcie. Jeśli jest to przewód łączący antenę TV z odbiornikiem, to do odbiornika

TV dostają się sygnały wywołujące skrośną modulację, interferencje a nawet detekujące się w obwodach m.cz. Można temu częściowo zapobiec przy przewodach płaskich symetrycznych i współosiowych przez włączenie transformatora 1:1 z rys. 3.94a, nawiniętego na rdzeń dwuotworowy (rys. 3.19) 2×2 zwoje bifilarnie.

Ważnym szczegółem jest to, że przy kablach współosiowych nie należy łączyć ze sobą obu ekranów, powinny być one od siebie odseparowane. Można także na kabel współosiowy założyć dławik wykonany na rdzeniu ferrytowym (wg. rys. 3.103a lub 3.100e). Dla odcięcia sygnałów KF należy wykonywać dławik na rdzeniach o dużej przenikalności i nawijać kilka a nawet kilkanaście zwojów.

W obwodach wyjściowych UKF można stosować separację w postaci ekranowej pętli wykonanej z kabla koncentrycznego, sprzężonej z obwodem rezonansowym (rys. 3.120). Taka pętla chroni dość skutecznie przed przenikaniem wyższych harmonicznych sprzęgających się pojemnościowo. Dwie takie pętle, o średnicy wewnętrznej $D_w = 50$ mm, ściśle ze sobą złożone i powiązane taśmą z PCW lub żyłką stilonową, mogą być użyte dla ochrony odbiorników TV przed sygnałami KF. Dają one w pasmie $80 \div 300$ MHz tłumienie $4 \div 6$ dB, zaś w zakresach KF ponad 20 dB.

3.12.4 Obudowy, montaż

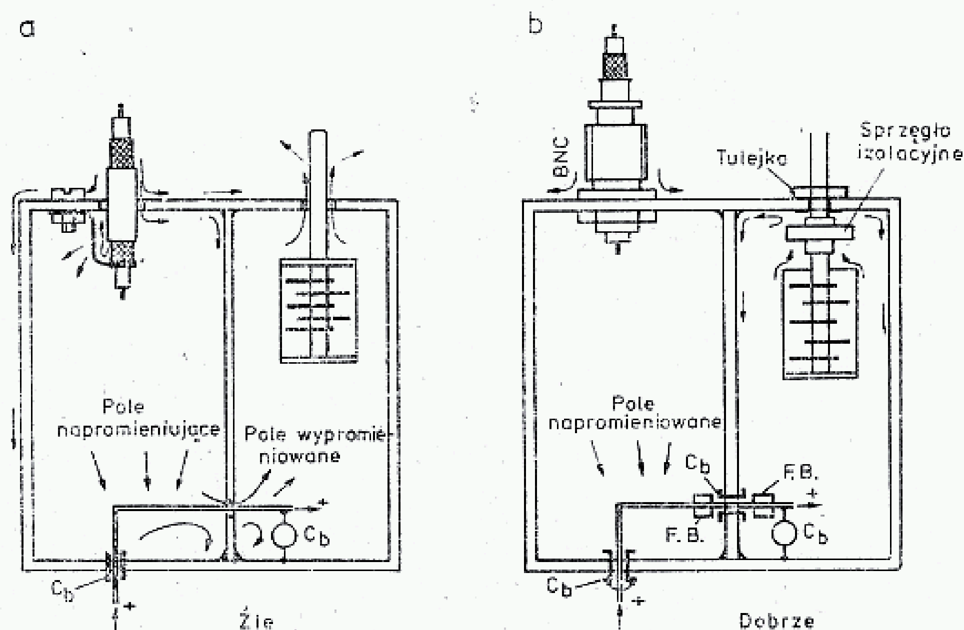
Obudowy urządzeń elektronicznych, jeśli mają być szczelne dla pola elektromagnetycznego muszą być całkowicie zamknięte. Pełną szczelność w zakresie KF i UKF zapewnia blaszane pudełko z przylutowaną pokrywą. Jeśli pokrywa jest zakładana lub dociskana śrubami, to szczelność zależy od wielkości szczeliny i styku pokrywy z pudełkiem. Warto wykonać bardzo pouczające doświadczenie, biorąc dowolne blaszane pudełko (np. od herbaty), zamykając w nim generator wraz z baterią (np. RUFG 4) i nasłuchując sygnału w odbiorniku. Już przy niewielkim uchyleniu pokrywy sygnał będzie dobrze słyszalny. Jeszcze lepsze będzie doświadczenie, gdy bateria będzie umieszczona na zewnątrz pudełka i będzie się próbowało wykonać niepromieniujące przepusty zasilające.

Firmowe pudełka o zwiększonej szczelności, stosowane np. w głowicach UKF, mają pokrywę z blachy stalowej cynkowanej, pod którą znajduje się cienka blacha miedziana, stykająca się z wnętrzem pudełka. Stosowane są też różnego rodzaju uszczelki wkładane między krawędzie ścianek a pokrywę, wykonane z gumy przewodzącej. W literaturze [64] podano wymagania i sposób zakładania takich uszczelek.

Najlepsze uszczelnienie pudełek nie pomoże, jeśli wychodzące z pudełka elementy będą wyprowadzone nieprawidłowo. Na rysunku 3.121 pokazano przykłady złego i dobrego sposobu montażu. Kabel koncentryczny wprowadzony przez otwór i połączony z masą wewnątrz pudełka wprowadza do niego prądy płynące po powierzchni zewnętrznej ekranu. Prąd ten sprzęga się pętlą indukcyjną i rozpływem po wewnętrznej powierzchni z innymi wewnętrznymi obwodami. Prawidłowe dołączenie kabla wymaga stosowania złączy UKF, np. typu BNC, N i wtedy prądy powierzchniowe pozostają na zewnątrz pudełka. Zamiast drogich złącz można zastosować przepust z miedzianej rurki szczelnie przylutowanej do ścianki pudełka.

Przez rurkę należy przepuścić żyłę środkową kabla wraz z izolacją, zaś ekran kabla naciągnąć na wystający na zewnątrz kawałek rurki i oblutować.

Kondensatory obrotowe występują zazwyczaj w miejscach o dużych natężeniach pola elektromagnetycznego, lub dużej czułości. Ośki kondensatorów (także potencjometrów) przenoszą sygnały w.cz. przez otwór w ściance i ich izolowanie dla w.cz., ze względu na ruch obrotowy jest utrudnione. Zasadą jest umieszczanie kondensatorów dalej od ścianki i zakładanie w pobliżu ścianki sprzęgła z materiału izolacyjnego. Zewnętrzna część ośki powinna być prowadzona w dość ciasno pasowanej tulejce o długości dwóch średnic ośki.



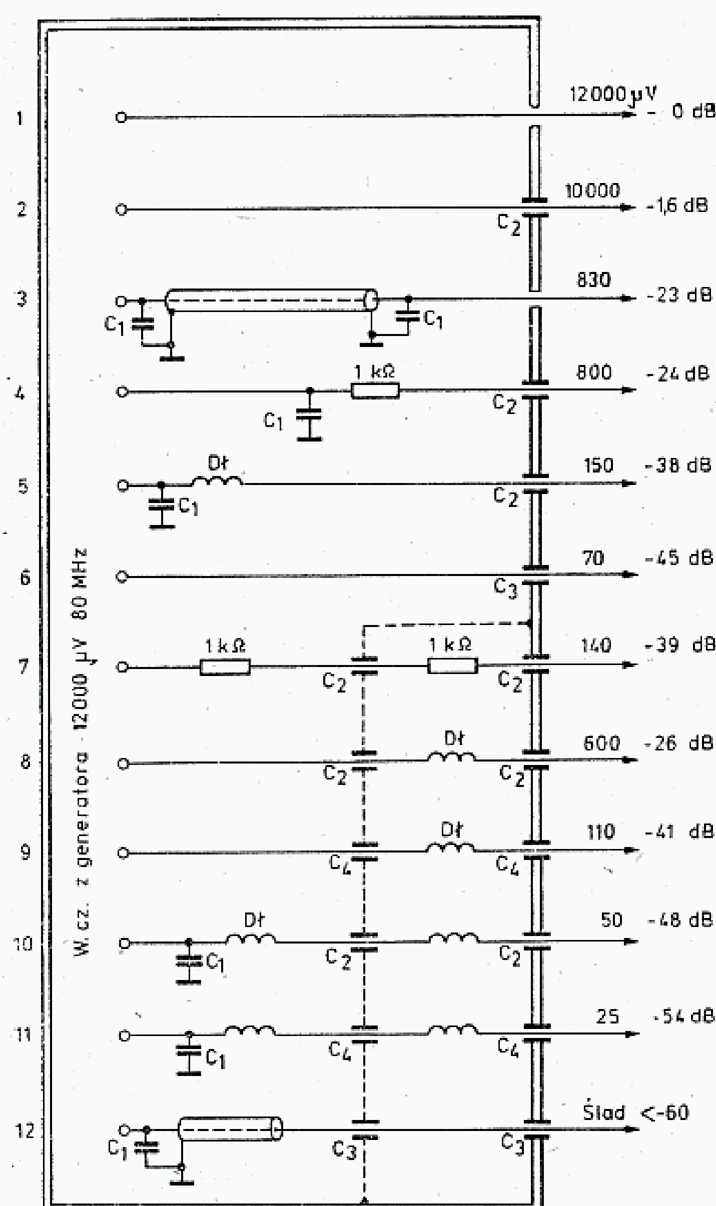
3.121. Przykład złego i dobrego montażu i izolacji w.cz.

O trudności ekranowania tego rodzaju elementów łatwo można się przekonać stosując dostatecznie ekranowany odbiornik i przeciętnej klasy generator sygnałowy. Do generatora sygnałowego nie trzeba dołączać żadnego kabla, zaś do odbiornika należy dołączyć kawałek kabla ekranowanego z wystającą nieekranową, lecz izolowaną końcówką o długości kilku centymetrów. Zbliżając tę końcówkę do różnych punktów pracującego generatora sygnałowego można wykryć w wielu miejscach sygnał o poziomie nawet znacznie wyższym niż 10 μV. Można także zrobić doświadczenie odwrotne. Końcówkę kabla z generatora sygnałowego zbliżać do różnych miejsc odbiornika i obserwować jego szczelność elektryczną.

Największy problem stanowi odfiltrowanie dla prądów w.cz. wszelkich przepustów i doprowadzeń. W sytuacji pokazanej na rys. 3.121a pole elektromagnetyczne w lewej komorze indukuje w pętli prąd, który przepływa przewodem zasilającym przez ściankę z otworem. Tam w drugiej komorze pętla utworzona przez ten przewód i kondensator blokujący C_b wypromieniowuje część pola, dając w efekcie sprzężenie między obiema komorami. Można temu zapobiec wstawiając kondensator przepustowy i zakładając perełki ferrytowe FB na przewód zasilający w pobliżu przepust. Perełki mocuje się na przewodzie dowolnym klejem.

Skuteczność filtracji przewodów zasilających pokazano na rys. 3.122, jako

wynik dwunastu doświadczeń. W szczelnym pudle umieszczono generator sygnałowy dający napięcie 12 000 μV przy 80 MHz. Napięcie to przykładano kolejno do poszczególnych przepustów i mierzono napięcie wyjściowe. Wyniki pomiarów pokazano na rys. 3.122, [66].



3.122. Dwanaście prób izolowania w.cz. w przepustach w obwodach zasilania i skuteczność tego izolowania, [66]

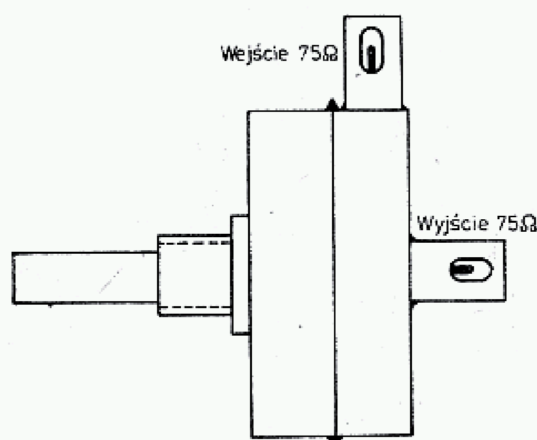
Nowoczesne elementy przepustowe (filtry) typu *high-pass* składają się z kondensatorów i cewek w jednej niewielkiej obudowie. Jak widać z wyników doświadczenia, ich działanie filtrujące jest bardzo skuteczne (próba 6 i 12). Normalne kondensatory przepustowe są mniej skuteczne, a normalne kondensatory blokujące powyżej pewnej częstotliwości zachowują się jak indukcyjność. Równoległe łączenie kilku kondensatorów dla zmniejszenia ich indukcyjności kryje w sobie niebezpieczeństwo rezonansu równoległego pojemności jednego i indukcyjności drugiego kondensatora. Sprawy te wyjaśniono w rozdziale 3.3.

3.13 Tłumiki

3.13.1 Wprowadzenie

W poprzednich rozdziałach kilkakrotnie wskazywano na potrzebę stosowania tłumików, najczęściej o tłumieniu 1÷6 dB, ułatwiających dopasowanie i sprzęganie układów. Poza tym w licznych pomiarach potrzebne są tłumiki o tłumieniu nastawianym w zakresie 0÷80 dB, a nawet 120 dB. Tłumiki mają zawsze określoną impedancję charakterystyczną R_0, najczęściej 50 Ω, 70 Ω i 75 Ω. Mogą być one wykonane w postaci potencjometru o specjalnej budowie dla zachowania rezystancji charakterystycznej na obu wrotach i to niezależnie od położenia suwaka. Dokładność tego rodzaju tłumików jest niezbyt duża (±10%) oraz nastawienia są niewystarczająco powtarzalne dla przeprowadzania poważniejszych pomiarów (rys. 3.123).

Dokładniejsze tłumiki wykonuje się jako nastawialne skokowo za pomocą przełączników i zestawu rezystorów. Właściwości rezystorów przy większych częstotliwościach opisano w rozdziale 3.2.



3.123. Tłumik potencjometryczny 0—80 dB 75 Ω stosowany w profesjonalnych wzmacniaczach sygnałów TV

Na szczególną uwagę zasługuje problem reaktancji rezystora wywołanej indukcyjnością i pojemnością własną rezystora. Do profesjonalnych tłumików stosuje się specjalne rezystory o małej reaktancji, odpowiednie przełączniki i specjalny sposób ekranowania, utrzymujący w przybliżeniu stałą impedancję wzdłuż całej drogi prądu. Tłumiki takie zachowują płaską charakterystykę w całym zakresie KF i UKF, a w wykonaniu specjalnym przy mniejszych wartościach tłumienia, aż do 3 GHz.

Cechą większości tłumików jest obniżanie się częstotliwości maksymalnej przy powiększaniu wartości tłumienia. Spowodowane jest to występowaniem reaktancji o wartościach znaczących w porównaniu z występującymi rezystancjami.

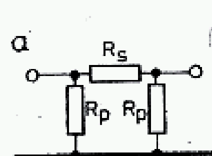
3.13.2 Podstawowe ogniwa tłumika

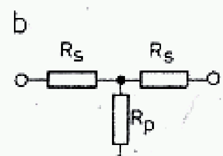
W tłumiku podstawowe ogniwo może być wykonane w układzie π lub T (rys. 3.124). Każdy tłumik ma określoną impedancję wejściową Z_{01} i wyjściową Z_{02}. Jeśli ogniwo ma budowę symetryczną, to $Z_{01} = Z_{02} = Z_0$, gdzie Z_0 jest impedancją falową tłumika. W tłumikach rezystancyjnych zakłada się nie występowanie znaczącej reaktancji i stąd $Z_0 = R_0$, (gdzie R_0 nazywane jest rezystancją charakterystyczną tłumika).

Tłumienie $A = U_1/U_2$ lub $A = 20 \lg U_1/U_2$ [dB] zależy od wartości rezystancji tworzących trójnik. Dla zadanego tłumienia A wartości rezystancji oblicza się z zależności:

Układ π (rys. 3.124a):

$$R_s = R_0 \frac{A^2-1}{2A}; \quad R_p = R_0 \frac{A+1}{A-1} \tag{3.197}$$





3.124. Podstawowe ogniwa tłumika rezystancyjnego:
a — układ typu π, b — układ typu T

Układ T (rys. 3.124b):

$$R_s = R_0 \frac{A-1}{A+1}; \quad R_p = R_0 \frac{2A}{A^2-1} \tag{3.198}$$

Tablica 3.13.1

Wartość rezystancji w tłumikach typu π i T (rys. 3.124)

Tłumienie		Układ typu π				Układ typu T			
		$R_0 = 50\ \Omega$		$R_0 = 75\ \Omega$		$R_0 = 50\ \Omega$		$R_0 = 75\ \Omega$	
A [dB]	A	R_s [Ω]	R_p [Ω]	R_s [Ω]	R_p [Ω]	R_s [Ω]	R_p [Ω]	R_s [Ω]	R_p [Ω]
1	1,122	5,77	870,0	8,65	1304	2,87	433,4	4,31	650,0
2	1,259	11,6	436,0	17,4	654	5,73	215,2	8,60	322,7
3	1,413	17,6	292,0	26,5	438	8,60	141,8	12,8	212,7
4	1,585	23,8	221,0	25,8	331	11,3	104,8	17,0	157,2
5	1,778	30,4	178,6	45,6	268	14,0	82,3	21,0	123,4
6	1,995	37,3	151,5	56,0	226	16,6	66,9	24,9	100,4
10	3,162	71,2	96,2	106,7	144	26,0	35,1	39,0	52,7
15	5,523	136,1	71,6	204,2	107	34,9	18,3	52,4	27,5
20	10,00	247,5	61,1	371,2	92	40,9	10,1	61,4	15,2
25	17,78	443,0	56,0	664,6	84,0	44,8	5,64	67,0	8,46
30	31,62	789,7	53,2	1184	80	46,9	3,16	70,4	4,75
35	56,22	1405	51,8	2108	77,7	48,2	1,78	72,4	2,67
40	100,0	2500	51,0	3750	76,5	49,0	1,00	73,5	1,52
45	177,8	4445	50,85	6667	76,3	49,4	0,56	74,2	0,84
50	316,2	7905	50,3	11858	75,4	49,7	0,32	74,5	0,48

W tablicy 3.13.1 zestawiono wartości rezystancji dla układów π i T dla najczęściej stosowanych rezystancji charakterystycznych $R_0 = 50\ \Omega$ i $75\ \Omega$ w zależności od wymaganego tłumienia. Na ogół poszczególne ogniwa wykonuje się z tłumieniem $1 \div 20$ dB, rzadziej 30 dB, gdyż przy dużych tłumieniach w jednym ogniwie występują trudności z właściwym ekranowaniem (układ π) i uzyskaniem bezindukcyjnych rezystancji o małej wartości (układ T). Poszczególne ogniwa o różnych wartościach tłumienia łączy się w łańcuchy.

Zastosowanie przełączników pozwala na nastawienie tłumienia w szerokim

zakresie. Wartości tłumień poszczególnych ogniw połączonych szeregowo, a wyrażonych w decybelach dodają się. Poszczególne ogniwa mogą mieć układ π lub T, w zależności od dysponowanych rezystorów. Jeśli tłumik ma pracować w zakresie UKF, to budowa musi być zwarta, rezystory montowane z jak najkrótszymi końcówkami (1÷3 mm). W niektórych tłumikach koryguje się charakterystykę w zakresie UKF, wprowadzając dodatkowe pojemności przesuwające rezonans w kierunku większych częstotliwości.

3.13.3 Przykłady tłumików

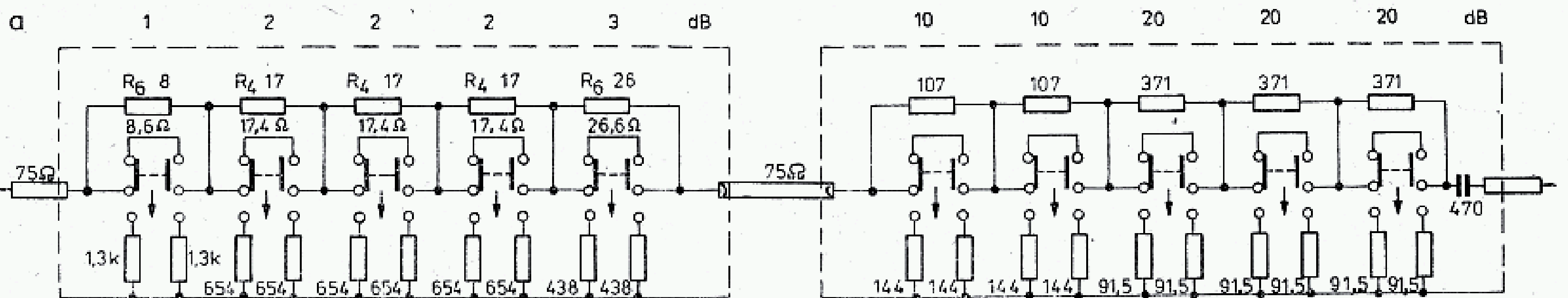
Tłumik nastawny 0÷90 dB, 75 Ω

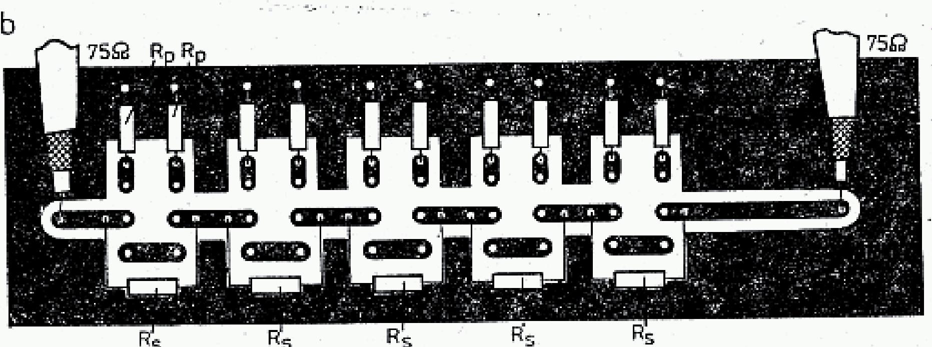
Konstrukcję tego tłumika opisano szczegółowo w literaturze [63]. Tłumik składa się z dwóch niezależnych sekcji pięciozakresowych: 1+2+2+2+3 dB oraz 10+10+20+20+20 dB. Obie sekcje, połączone szeregowo, pozwalają na ustawienie dowolnej wartości tłumienia w zakresie 0÷90 dB ze skokiem o 1 dB. Tłumienie poszczególnych ogniw ustawiane jest z dokładnością ±5%, a wypadkowe tłumienie na dowolnym zakresie w przedziale 0÷80 dB ma dokładność ±10%. Wykonany tłumik ma charakterystykę płaską ±0,05 dB, w zakresie do 200 MHz, spadek −0,5 dB przy 280 MHz i −1 dB przy 365 MHz. WFS przy 200 MHz wynosi $s = 1{,}66$ przy rezystancji charakterystycznej $R_0 = 75\ \Omega \pm 10\%$.

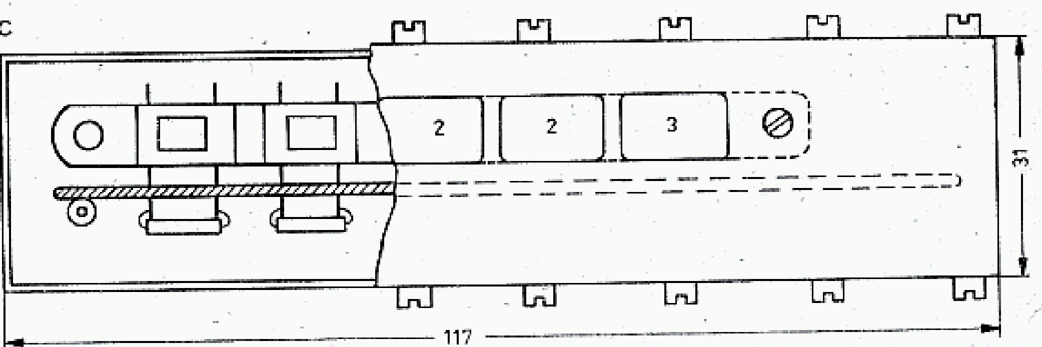
Rezystory metalowe typu TR151, TR191, i TR112 0,25 W umożliwiają przyłożenie napięcia 5 V, a dopuszczalne obciążenie wynosi 0,4 W. Każda sekcja ma 5 przełączników typu izostat, u których pojemności między dwoma kontaktami nie przekraczają 1,5 pF, a między kontaktami i masą 2 pF. Rezystancja przejścia w nowym przełączniku wynosi 5 mΩ, lecz po pewnym czasie ekspolatacji zwiększa się. Przełączniki wlutowane są w płytkę drukowaną jednostronnie laminowaną (rys. 3.125a). Rezystory przylutowane są wprost do ścieżek jak najkrótszymi końcówkami. Lutować należy jak najszybciej i gorącą kolbą, bo przegrzane rezystory zmieniają wartość rezystancji. Wartości rezystancji powinny być bardzo bliskie wartościom podanym w tablicy 3.13.1 dla odpowiedniego zakresu i rezystancji R_0. Rezystory dobiera się z większego zbioru rezystorów szeregu E12 lub E24 drogą selekcji. Do selekcji potrzebny jest dokładny mostek (±1%). Po wlutowaniu rezystorów, po kilkugodzinnym sezonowaniu się po przegrzaniu spowodowanym lutowaniem, należy powtórzyć pomiary rezystancji.

Za małe wartości rezystancji można nieco skorygować spiłowując ostrym pilnikiem powierzchnię rezystora. Po uzyskaniu właściwej wartości miejsce piłowania należy zabezpieczyć lakierem. Poszczególne sekcje są zamykane w obudowie z blachy stalowej cynkowanej, o grubości 1 mm. Obudowa składa się z płytki czołowej 117×31 z zagiętymi bokami na głębokość 10 mm, w które wsuwa się pudełko o wymiarach 115×29, głębokie na 34 mm. Całość jest na obwodzie skręcona 16 wkrętami M2×6. Boki pudełka są zlutowane.

Zasilanie jest wykonywane kablem koncentrycznym 75 Ω, przylutowanym do płytek i zakończonym wtyczką BNC. Można także zabudować na płycie czołowej gniazda BNC przestrzegając zasady podanej w p. 3.5.4.







3.125. Tłumik 0—90 dB nastawny, [63]

a — dwie sekcje tłumika 0—10 dB i 0—80 dB, b — obraz jednej sekcji z przełącznikiem Izostat, c — obudowa i sposób mocowania

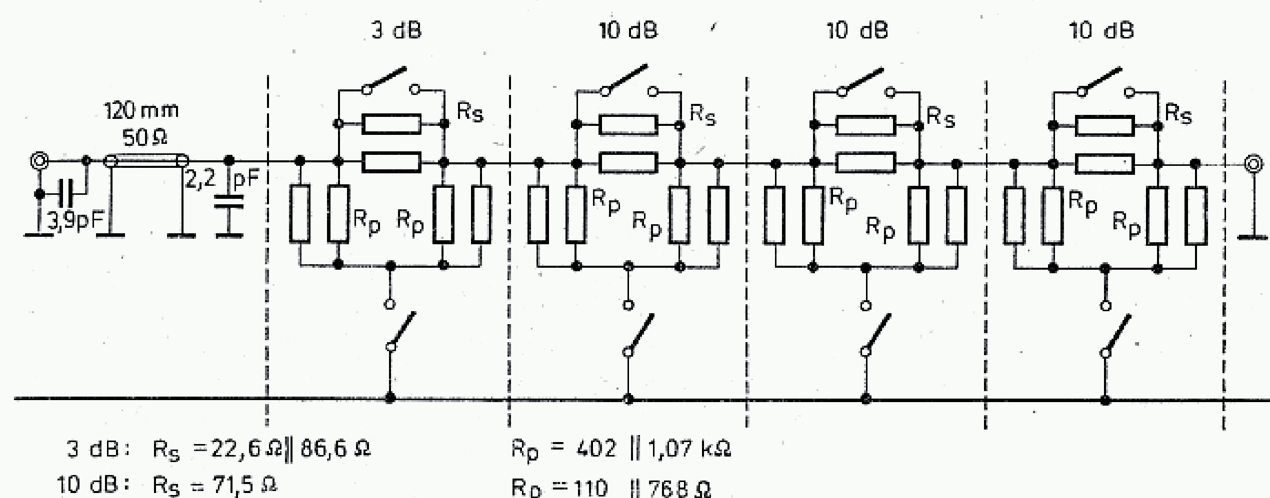
Dla odcięcia składowej stałej na wejściu tłumika jest włączony kondensator 470 pF. Powoduje to ograniczenie charakterystyki od dołu do 10 MHz. Jeśli pojemność kondensatora wynosi 20 nF, to dolna częstotliwość wyniesie 100 kHz, lecz indukcyjność kondensatora ograniczy częstotliwość górną. Bez kondensatorów pasmo przenoszenia wynosi 0÷400 MHz, przy czym górna częstotliwość zależy bardzo od sposobu wykonania i kompensacji indukcyjności.

Tłumik można sprawdzać prądem stałym. W tym celu należy zasilać tłumik napięciem stałym $U_1 = 5$ V i na poszczególnych zakresach mierzyć napięcie wyjściowe U_2. Przy $A = 80$ dB $U_2 = 0{,}5$ mV. Na pozostałych zakresach właściwą wartość napięcia oblicza się w sposób podany w rozdziale 2.1.3.

Aby rozszerzyć zakres tłumienia można wykonać dodatkową sekcję z tłumieniem $A = 30$ dB, zamkniętą w osobnym pudełku. W końcu można całość, tj. trzy sekcje zamknąć w jednym pudełku, lecz wtedy należy stosować ekranowanie poszczególnych sekcji, gdyż pojemności rozproszone nie pozwolą na uzyskanie tłumień większych od 60 dB na zakresach UKF.

Prosty tłumik 0÷33 dB, 50 Ω

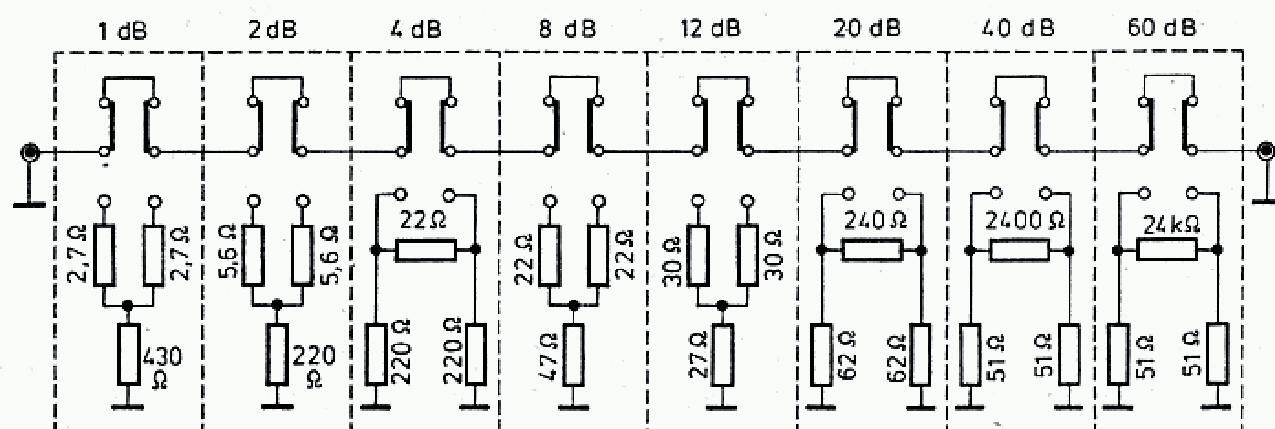
Tłumik ten, opisany przez DL7AV w Beam 5/82, ma następujące zakresy: 3+10+10+10 dB i służy do rozszerzenia zakresu pomiarowego miliwatomierza. Poszczególne sekcje mają wartości rezystancji podane na rys. 3.126. Stosowane jest równoległe łączenie rezystorów o wartościach tak dobieranych, by uzyskać żądaną wartość wypadkową. Jest to często łatwiejsze, niż znalezienie rezystora pojedynczego o właściwej wartości, poza tym zmniejsza się indukcyjność połączeń, lecz jednocześnie zwiększa się pojemność rozproszona. Poszczególne ogniwa są ekranowane blachą stalową cynowaną (od puszek).



3.126. Prosty tłumik 0—33 dB, 50 Ω

Tłumik 0÷147 dB, 50 Ω

Tłumik ten, opisany w literaturze [9], zawiera zestaw ogniw o tłumieniu przy 50 Ω 1+2+4+8+12+20+40+60 dB, co daje razem 147 dB (rys. 3.127). Przy dobrym ekranowaniu każdej sekcji za pomocą laminowanych dwustronnie płyt, tłumik ten nadaje się do pomiarów w zakresach KF i UKF. Mieszane układy π i T pozwalają



3.127. Tłumik 0—147 dB, 50 Ω

Tablica 3.13.2

Tłumiki z rezystorów szeregu E12

Tłumik w układzie T				
A [dB]	R_s [Ω]	R_p [Ω]	R_0 [Ω]	WFS_{max}
3,53	10	120	50,00	2,60
4,24	12	100	50,27	2,24
5,29	15	82	51,26	1,94
6,68	18	56	48,71	1,58
8,14	22	47	50,44	1,38
10,47	27	33	50,10	1,20
13,64	33	22	50,39	1,10
18,43	39	12	49,57	1,04

Tłumik w układzie π				
A [dB]	R_s [Ω]	R_p [Ω]	R_0 [Ω]	WFS_{max}
1,74	10	470	49,39	5,11
2,05	12	470	50,99	4,76
2,58	15	330	49,63	3,48
3,75	22	220	48,82	2,50
4,56	27	180	48,36	2,13
6,19	39	150	50,66	1,67
9,66	68	100	50,33	1,25
12,51	100	82	50,44	1,13
15,85	150	68	49,27	1,07

na uniknięcie małych wartości i bardzo dużych wartości rezystancji. Przy dużej wartości rezystancji bocznikującej wpływ pojemności jest znaczny i zmniejsza wartość tłumienia.

Tłumik z rezystorów szeregu E12, 50 Ω

Trudności z dobieraniem odpowiednich nietypowych wartości rezystorów powodują, że w warunkach amatorskich wykonuje się tłumiki przy użyciu typowych rezystorów z szeregu E12, uzyskując nietypowe wartości tłumień poszczególnych ogniw. W tablicy 3.13.2 zestawiono wartości rezystorów z szeregu E12 (10%), uzyskaną rezystancję charakterystyczną R_0 przy założeniu nominalnych wartości rezystancji oraz największą wartość WFS, jaka wystąpi przy zwarciu lub otwarciu wyjścia. Jest to wskazówką na ile zastosowanie tłumika ograniczy wpływ stopnia sterowanego, np. wejście tranzystora, na obciążenie stopnia sterującego. Tłumiki takie stosuje się często między generatorem a stopniami wzmacniającymi, powielającymi lub mieszającymi i ułatwiają one uzyskanie większej stałości częstotliwości przy zmiennych warunkach obciążenia układu.

Wykaz literatury do rozdziału 3

1. Niemcewicz L.: *Podręczna encyklopedia radioamatora*; WKŁ, Warszawa, 1964
2. Praca zbiorowa pod red. Tereszczuka R.: *Sprawocznik radioljubitelja*; Akad. Nauk, Kijów 1962
3. Praca zbiorowa pod red. Kossobudzkiego F.: *Podręcznik radiooperatora krótkofalowca*; WKŁ, Warszawa 1979
4. Praca zbiorowa pod red. Antoniewicza J.: *Poradnik radioelektryka*; PWT, Warszawa 1959
5. Praca zbiorowa pod red. Kulikowskiego A.: *Radioelektronika* T. 1—3; WKŁ, Warszawa, 1971
6. Smirnenin B.: *Sprawocznik pò radiotechnikie*; GET, Moskwa 1952
7. Lewiński K.: *Nomogramy i tablice radiotechniczne*; WKŁ, Warszawa 1970
8. Masewicz T.: *Podstawy elektroniki i układy elektroniczne*; Wydawnictwa Szkolne i Pedagogiczne, Warszawa 1980
9. The Radio Amateurs Handbook, ARLL, Newington USA, 1971
10. Evans D. G3RPE, Jessop G. G6JP: *VHF/UHF Manual*; RSGB, W. Brytania 1976
11. Bieńkowski Z.; SP6LB, Lipiński E.: *Amatorskie anteny KF i UKF*; WKŁ, Warszawa 1978
12. Praca zbiorowa: *Poradnik radioamatora*: WKŁ, Warszawa 1984
13. Milton Ash, W6RJO: *Toroid permeability meter*; Ham Radio 6/1977
14. Anderson L.: *Self Supporting coils*; Ham Radio 7/1977
15. Polfer: Katalog 9R, *Materiały i rdzenie ferrytowe*: WEMA, Warszawa 1979
16. Meyer H., W6GGV: *Transmission line circuit design*; Ham Radio 11/1980
17. Ryżko S., Ebert J.: *Wzmacniacze rezonansowe i generatory mocy wielkiej częstotliwości*; WNT, Warszawa 1968
18. Megla G,: *Dezimeterwellentechnik*; Fachbuchverlag, Leipzig 1952
19. Hupfer K. DJ1EE: *Streifenleitungen im VHF-und UHF-Gebiet*; UKW Berichte 2/1971
20. Schumacher W. DJ9XN: *Dimensionierung von Streifleitungskreisen in „Mikrostrip" Technik*; UKW Berichte 4/1971 i 1/1972

21. Litwin R., Suski M.: *Technika mikrofalowa*; WNT, Warszawa 1972
22. Fisk J., W1HR: *Mierostrip transmission line*: Ham Radio 1/1978
23. Janulis R.: *Jednowstęgowy system łączności*; WKŁ, Warszawa 1970
24. Janulis R.: *Automatyczne nadajniki radiokomunikacyjne*; WKŁ, Warszawa 1974
25. Terentiew S., Kartanych W.: *Triodnyje peredatcziki decimetrowych woln*; Technika, Kijów 1967
26. Lerche W. DC3GL: *Einfache Dimensionierung von λ/4 Schwingkreisen*; UKW Berichte 4/1979
27. Praca zbiorowa pod red. Arszynowa S.: *Obliczanie obwodów generatorów UKF*; WKŁ, Warszawa 1961
28. Feld J.: *Technika swierchwysokich czastot*; Sowietskoje Radio, Moskwa 1952
29. Reference Data for Radio Engineers, ITT Corporation, 1968
30. Praca zbiorowa pod red. A. Wojnara *Poradnik inżyniera radioelektryka*; WNT, Warszawa 1969
31. Anderson L.: *Top-coupled bandpass filter*; Ham Radio 6/1977
32. Przasmycki O.: *Filtry elektryczne*; WKŁ, Warszawa 1962
33. Anderson L.: *How to design matching networks*; Ham Radio 4/1978
34. Bieńkowski Z. SP6LB: *Filtry drabinkowe*; Radioelektronik, 11/1979
35. Lechner D., DM2ATD: *Quarzfilter-eine Einführung*; Funkamateur 7—10/1973
36. Hardcastle J., G3JIR: *Ladder crystal filter design*; Radiocommunication 2/1979
37. Hardcastle J., G3JIR: *Third overtone ladder crystal filters*; Radiocommunication 11/1979
38. Rohde Ulrich, DJ2LR: *Crystal filter design with small computers*, QST 5/1981 s. 18—23
39. Zalneraukas W., UP2NV: *Kwarcewyje filtry na odinakowych resonatorah*; Radio, Moskwa 1 i 2/1982
40. Zalneraukas W., UP2NV: *Kwarcewyje filtry s peremennoj polosoj propuskanja*; Moskwa Radio 6/1982
41. Doyle W., N7WD: *Systematic design of crystal ladder filters*; Ham Radio 2/1982
42. Neubig B., DK1AG: *Monolitic crystal filters*; Ham Radio 11/1978
43. Praca zbiorowa pod red.: Solucha W.: *Filtry piezoelektryczne*; WKŁ, Warszawa 1982
44. Neubig B., DK1AG: *Entwurf von Quarzoszillatoren*; UKW Berichte 1,2/1978
45. Neubig B., DK1AG: *Optimale ZF-Selektion für kohörent Telegrafie (CCW)*; UKW Berichte 1/1982
46. Chojnacki W., SP5QU: *Układy nadawcze i odbiorcze dla krótkofalowców*; WKŁ, Warszawa 1979
47. Leonard B., WA7WHZ: *Broadband matching techniques for transistor for amplifiers*; Ham Radio 1/1977
48. Nagle J., K4KJ: *Wideband RF autotransformers*; Ham Radio, 11/1976
49. Reisert J., W1JR: *Simple and efficient broadband balun*; Ham Radio 9/1978
50. Burwasser A., N6DC: *How to design broadband j-fet amplifiers*; Ham Radio 11/1979
51. Nagle J., K4KR: *High performance broadband balun*; Ham Radio 2/1980
52. Titterington R., G30RY: *The ferrite-cored balun transformer*; Radiocommunication 3/1982
53. Wade P., WA2ZZF: *High performance balanced mixer for 2304 MHz*; Ham Radio 10/1975
54. Shuch P., WA6UAM: *Rat-race balanced mixer for 1296 MHz*; Ham Radio 7/1977
55. Keen H., W2CTK: *High frequency hybrids and couplers*; Ham Radio 3/1978
56. Franke E., WA2EWT: *Wilkinson hybrids*; Ham Radio 1/1982
57. Cross H., W100P: *The hybrid couplers*; Ham Radio 6/1982
58. Bator J.: *Anteny i instalacje antenowe*; WKŁ, Warszawa 1981
59. Dobrowolski J.: *Projektowanie linii mikropaskowych*; Elektronika, Sigma-NOT 2/1981
60. Chramiec J., Wojtkiewicz A.: *Mikrofalowe mieszacze diodowe*; WKŁ, Warszawa 1975
61. Praca zbiorowa pod red. Rotkiewicza W.: *Kompatybilność elektromagnetyczna w radiotechnice*; WKŁ, Warszawa 1978
62. Franke E., WA2EWT: *Capacitively coupled hybrids*; Ham Radio 3/1983

63. Gwarek W.: *Materiały pomocnicze. Technika mikrofalowa*; Skrypt Politechniki Warszawskiej, Instytut Radioelektroniki, Warszawa 1978
64. Grant P.: *Shielding Analysis Aids Material Selection*; Microwaves 8/1982
65. Breinard CH., WA1ZRS: *Coaxial cable, the neglected link*; QST 4/1981
66. Orr W., W6SAI: *Design consideration for linear amplifiers*; Ham Radio 8/1979
67. Łapiński T., Perkowski Z.: *Przewody telekomunikacyjne*; WKŁ, Warszawa 1972
68. Soupal Z.: *VF delic 90 dB*; Amaterske Radio, 11/1976
69. Hardcastle J., G3JIR: *Computer aided ladder crystal filter design*; Radiocommunication 5/1983
70. Flor W., OE1LO: *Quarzfilter und ZF-vorverstärker für IM feste KW-Empfänger*; CQ DL 4/1982

4

SZCZEGÓLNE PARAMETRY URZĄDZEŃ NADAWCZO-ODBIORCZYCH

4.1 Wprowadzenie

4.1.1 Rodzaje urządzeń radiowych

Urządzenia radiowe UKF i MKF, opisywane w dalszych rozdziałach, składają się z oddzielnego odbiornika (RX) i nadajnika (TX) lub z jednego urządzenia nazywanego transiwerem (ang.: *transceiver* — TRX), będącego połączeniem odbiornika i nadajnika. Transiwer ma wiele obwodów wspólnie wykorzystywanych w czasie nadawania, jak i odbioru. Są to głównie: heterodyna, mieszacze, filtry pasmowe, wzmacniacze p.cz. i m.cz., zasilacze. Oddzielnymi obwodami są wzmacniacze wejściowe toru odbiorczego i wzmacniacze mocy toru nadawczego, połączone przez przełącznik nadawanie/odbiór (N/O) z anteną. Współczesne transiwery wyposażone są ponadto w skalę cyfrową, pamięci, regulację szerokości pasma, ograniczniki trzasków, automatyczną regulację wzmocnienia w torze odbiorczym i nadawczym, układy przeszukiwania pasma i wiele innych. Niektóre transiwery przystosowane są do pracy dupleksowej, tj. do jednoczesnego nadawania i odbioru na dwóch różnych pasmach.

Jeśli odbiornik nie jest przystosowany do odbioru na pożądanym pasmie UKF lub MKF, to na jego wejściu włącza się konwerter odbiorczy, będący pierwszym stopniem przemiany częstotliwości. Podobnie postępuje się z nadajnikiem włączając na jego wyjściu konwerter nadawczy. Przy pracy z transiwerem oba konwertery najczęściej są łączone w jedno urządzenie nazywane transwerterem (TRV).

4.1.2 Zakłócenia w urządzeniach radiowych

Każdy element bierny i czynny, znajdujący się w temperaturze wyższej od 0 K jest źródłem szumów cieplnych. Szumy te mają widmo ciągłe. W urządzeniach odbiorczych szczególnie ważne są szumy wzmacniacza wejściowego i mieszacza, oraz heterodyny, zaś w urządzeniach nadawczych heterodyny, mieszacza i wzmacniacza mocy.

Wszystkie elementy aktywne mają charakterystykę praktycznie liniową tylko w określonym przedziale pracy. Po jego przekroczeniu (silny sygnał, zły punkt pracy) elementy te są źródłem zakłóceń intermodulacyjnych mających widmo prąż-

kowe. Poza tym w procesie generacji i powielania częstotliwości oraz w niektórych układach cyfrowych generowane są harmoniczne, które dają sygnały fałszywe (ang.: *birds* — ptaszki), tak w torze odbiorczym, jak i nadawczym. W złożonych układach powstają ponadto sygnały fałszywe, będące różną kombinacją harmonicznych poszczególnych generatorów.

W dobrych urządzeniach odbiorczych wszystkie te zakłócenia są utrzymywane na poziomie umożliwiającym odbiór bardzo słabych sygnałów przy jednoczesnym zachowaniu dużej dynamiki, to znaczy z zachowaniem możliwości odbioru także silnych sygnałów.

Dobry nadajnik powinien emitować czystą falę nośną, a modulacja powinna zajmować właściwe pasmo, a poza tym pasmem nie powinno być żadnych sygnałów fałszywych.

Przy projektowaniu urządzeń radiowych należy pamiętać o tym, że poszczególne obwody łączone są zazwyczaj szeregowo i zła praca choćby tylko jednego ogniwa może zadecydować o pogorszeniu właściwości całego urządzenia. W dalszych rozdziałach opisano tylko niektóre układy wchodzące w skład urządzenia odbiorczego i nadawczego UKF i MKF, decydujące o jego czułości, dynamice i stabilności częstotliwości. Pozostałe układy opisano w łatwo dostępnej literaturze [1, 2, 3, 4].

4.2 Szumy i czułość odbiornika

4.2.1 Źródło szumów

Celem łączności radiowej jest przekazanie (transmisja) wiadomości (informacji) od nadawcy do odbiorcy. Informacja przekazywana jest w postaci sygnałów za pomocą modulowanej fali elektromagnetycznej (radiowej). Na trasie do odbiornika fala radiowa ulega systematycznemu osłabieniu skutkiem tłumienia trasy oraz przypadkowemu (zaniki-fadingi). Zjawiska te opisano w rozdziale o propagacji (rozdz. 2). W czasie odbioru do urządzenia odbiorczego, wraz z osłabionym sygnałem odbieranej stacji, docierają szumy zewnętrzne z przestrzeni kosmicznej i otoczenia Ziemi. W czasie wzmacniania i przetwarzania sygnału w urządzeniu odbiorczym do wyżej wymienionego sygnału i szumu zewnętrznego dodają się szumy własne odbiornika. Na wyjściu odbiornika otrzymuje się więc sygnał pożądany S na tle wypadkowego szumu N (ang.: *noise-N*). Dalej opisano wpływ szumów termicznych na możliwość przekazania informacji oraz sposób jego zwymiarowania. Natomiast szumy fazowe opisano w rozdziale dotyczącym generatorów.

4.2.2 Szumy wewnętrzne odbiornika

Do wejścia odbiornika (ang.: *input* — *in*) doprowadzane są jednocześnie: sygnał P_{si} i szumy zewnętrzne P_{nz}. Sygnał i szum wzmacniane są w odbiorniku K-krotnie. W procesie wzmacniania dodają się do nich szumy wewnętrzne odbiornika P_{nw}. Na wyjściu odbiornika występuje więc suma:

$$P_o = (P_{si}+P_{nz})K+P_{nw} = P_{si}K+P_{no} \tag{4.1}$$

gdzie: $P_{n0} = P_{nz}K + P_{nw}$ jest całkowitą mocą szumów na wyjściu. Szumy wewnętrzne można także odnieść do wejścia odbiornika i wtedy:

$$P_i = P_o/K = P_{si} + P_{nz} + P_{nw}/K = P_{si} + P_{ni} \tag{4.2}$$

gdzie $P_{ni} = P_{nz} + P_{nw}/K$ jest mocą zastępczą szumów na wejściu odbiornika.

4.2.3 Współczynnik szumów

Stosunek sygnału do szumu (ang.: *signal to noise ratio S/N*) na wejściu odbiornika ma oznaczenie:

$$(S/N)_i = P_{si}/P_{nz} \tag{4.3a}$$

zaś na wyjściu odbiornika:

$$(S/N)_o = P_{si}K/P_{n0} \tag{4.3b}$$

W odbiorniku bezszumnym (idealnym) $P_{nw} = 0$ i stąd wtedy $(S/N)_i = (S/N)_o$, czyli, że stosunek sygnału do szumu nie ulega pogorszeniu. Miarą degradacji S/N jest współczynnik szumów odbiornika F:

$$F = \frac{(S/N)_i}{(S/N)_o} = \frac{P_{no}}{P_{nz}K} = 1 + \frac{P_{nw}}{P_{nz}K} \ [\mathrm{kT_o}] \tag{4.4}$$

Dla odbiornika bezszumnego $F = 1$

Współczynnik szumów F (ang.: *noise factor — NF*) podaje się często w dB

$$NF = 10 \lg F \ [\mathrm{dB}] \tag{4.5a}$$

i stąd

$$F = 10^{NF/10} \quad [\mathrm{kT_0}] \tag{4.5b}$$

4.2.4 Szumowe kryterium jakości odbioru

Dla dobrego odbioru radiofonicznego wymagane jest $(S/N_0) > 20$ dB. Amatorzy w trudnych warunkach odbioru zadawalają się stosunkiem S/N równym kilku dB, gdyż jeszcze przy $S/N = 0$ dB sygnały SSB są czytelne ($R = 3 \div 4$). Wyszkolony telegrafista jest w stanie odebrać wolno nadawane sygnały (5 do 10 słów/min) z pewnością 90% przy $(S/N)_0$ około -10 dB, a przy mniejszej pewności nawet przy -20 dB. Jest to możliwe dzięki dużej selektywności organu słuchowego, który wtedy reaguje na zmianę barwy szumu [5].

Na wyjściu odbiornika nie mierzy się bezpośrednio S/N, lecz moce sygnału z szumem $P_{so} + P_{no}$ i sam szum P_{no} i stąd oblicza stosunek $(S+N)/N$. Między tymi miarami zachodzi prosta zależność:

$$\frac{S}{N} = \frac{S+N}{N} - 1 \tag{4.6}$$

Katalogi firmowe podają czułość odbiornika dla określonego stosunku $(S+N)/N$ lub S/N. Do ich wzajemnego przeliczenia służy rys. 4.1. Widać, że dla $S/N > 10$ dB można przyjąć, iż obie wartości są równe.

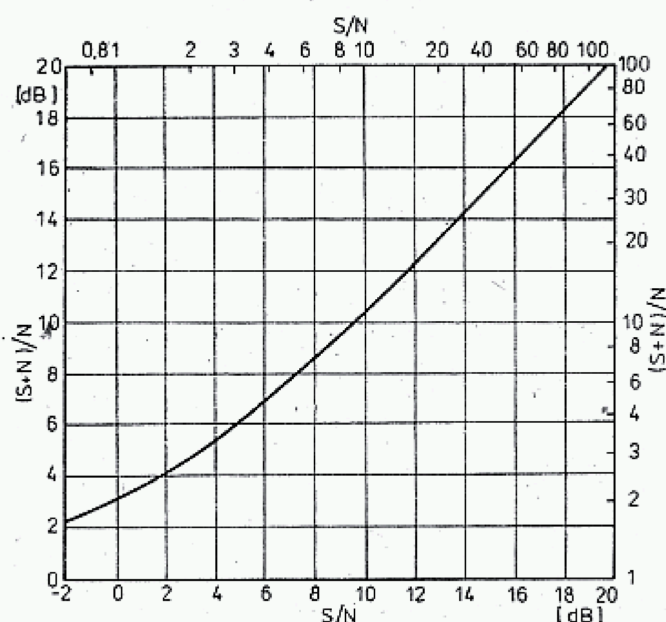
4.2.5 Szumy termiczne

Szumy termiczne generowane w rezystorze R_n w temperaturze T_n wytwarzają na jego zaciskach napięcie szumów o wartości średniokwadratowej (wzór Nyquista), [4]:

$$\tilde{e}_n^2 = 4kT_nR_nB \quad [\mathrm{V, K, \Omega, Hz}] \tag{4.7}$$

gdzie: $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/K — stała Boltzmanna,

B — pasmo częstotliwości w którym mierzy się szumy; w układach odbiorczych odpowiada ono pasmu p.cz. lub m.cz. na wyjściu odbiornika.



4.1. Przeliczenie stosunku sygnału do szumu S/N na stosunek sygnału z szumem do szumu $(S+N)/N$

Przy dopasowaniu wejścia odbiornika R_{in} do rezystancji generatora szumów R_n, czyli gdy $R_{in} = R_n$, do odbiornika zostaje przekazana tzw. dysponowana moc szumów (p. zal. 3.30):

$$P_n = kT_nB \tag{4.8a}$$

lub w mierze decybelowej:

$$P_n = T_n + B - 228{,}6 \ [\mathrm{dB}] \tag{4.8b}$$

a na jego wejściu będzie panowało napięcie szumów:

$$U_n = \sqrt{R_nkT_nB} \tag{4.7b}$$

Jeśli współczynnik szumów odbiornika $F > 1$, to na jego wyjściu wystąpią szumy F razy większe, czyli takie jakby moc szumów na wejściu wynosiła:

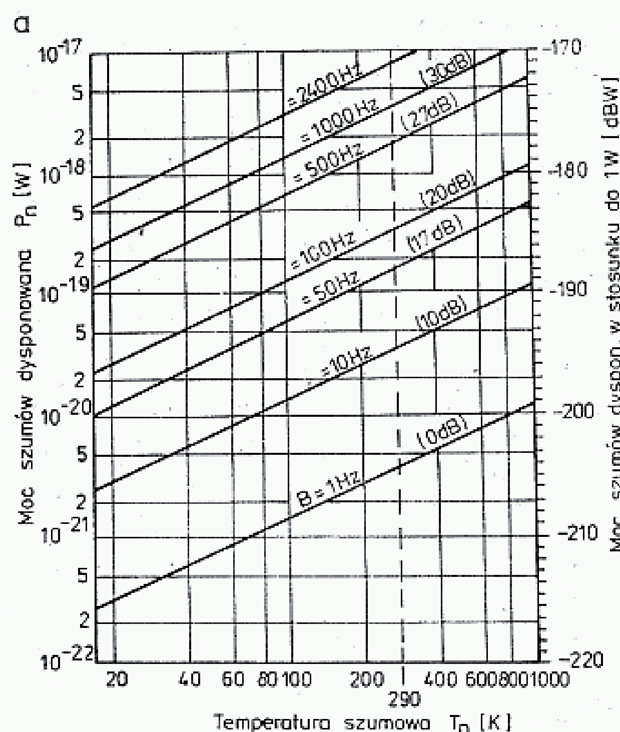
$$P_{np} = FkT_nB \tag{4.8c}$$

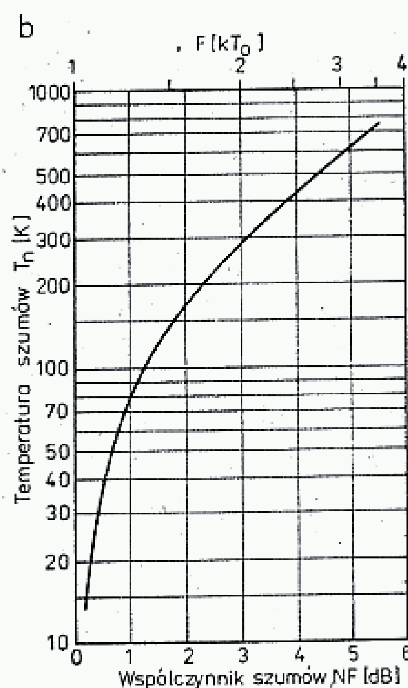
oraz odpowiednio:

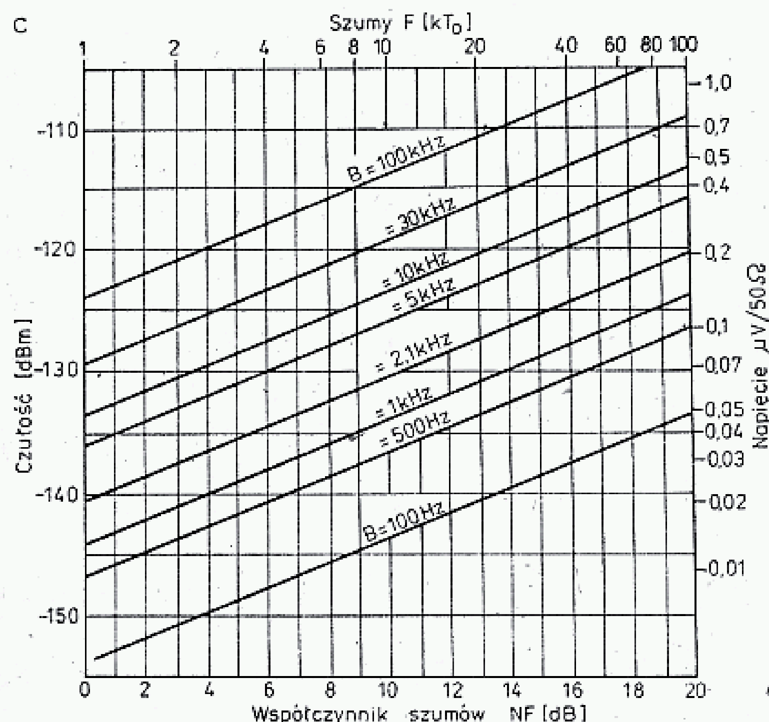
$$U_{np} = \sqrt{FR_nkT_nB} \tag{4.7c}$$

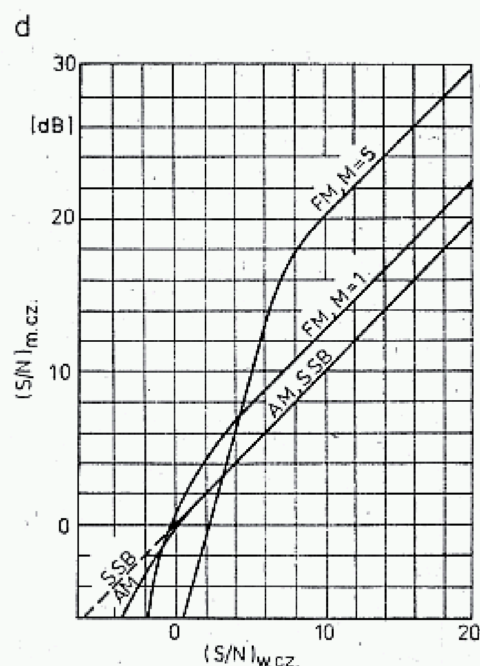
Wielkości P_{np} i U_{np} są nazywane progiem szumowym (ang.: *noise floor*) i charakteryzują czułość odbiornika.

Przykład: $R_{in} = 50\,\Omega$, $B = 2400$ Hz, $T = 290$ K, $F = 4$ ($NF = 6$ dB) stąd moc szumów na wejściu wynosi $P_{np} = 4 \cdot 1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot 2400 = 3{,}84 \cdot 10^{-17}$ W $\triangleq -134$ dBm. Obliczenia można przeprowadzić także korzystając z rys. 4.2a.









4.2 a — Zależność mocy dysponowanej szumów P_n od temperatury szumowej T_n i szerokości pasma B. Moc podano w wartościach bezwzględnych (W) i w stosunku do 1 W jako dBw, b — Temperatura szumowa odbiornika T_n w zależności od współczynnika szumów F w mierze liniowej (kT_0) i logarytmicznej NF (dB), c — Czułość odbiornika przy $S/N = 1$ (0 dB) w zależności od szumów własnych odbiornika i szerokości pasma B, d — Zależność S/N po detektorze od S/N przed detektorem przy różnych rodzajach modulacji

4.2.6 Temperatury szumowe

Dla uniezależnienia się od szerokości pasma odbiornika przy ocenie źródła szumów, zamiast mocy P_n podaje się gęstość widmową dysponowanej mocy szumów:

$$kT_n = P_n/B \tag{4.9a}$$

W temperaturze odniesienia $T_o = 290$ K (≈ 17°C) otrzymuje się $kT_o = 4 \cdot 10^{-21}$ W/Hz. Gęstość widmowa szumów termicznych nie zależy od częstotliwości, jest to tzw. szum biały. Jeśli uwzględnimy szumy własne odbiornika, to gęstość mocy szumów wyniesie:

$$FkT_o = P_n/B \qquad (4.9b)$$

Współczynnik szumów F określa się w jednostkach kT_0 ile razy gęstość szumów realnego odbiornika jest większa od gęstości szumów rezystora R_n dopasowanego do wejścia odbiornika idealnego (nie szumiącego). Na rysunkach 4.2a i b podano zależności między wymienionymi miarami szumów. Właściwości szumowe danego urządzenia można także określić podając jego temperaturę szumową T_n, która jest porównywana z temperaturą odniesienia $T_o = 290$ K:

$$T_n/T_o = F-1 \qquad (4.10a)$$

i stąd

$$T_n = (F-1)T_0 \qquad (4.10b)$$

4.2.7 Temperatura szumowa kabla

Każda rzeczywista linia transmisyjna tłumi doprowadzony do niej sygnał, np. z anteny P_{sA} do poziomu P_{si} i wnosi własne szumy dodatkowe. Skutkiem tego S/N na końcu linii jest gorszy niż na jej początku. Tłumienie kabla może być wyrażone liczbą bezwymiarową $A_L = P_{sA}/P_{si}$ lub w dB: $A_{LdB} = 10 \lg A_L = \alpha l$ (gdzie: α — tłumienność linii w dB/m, l — długość linii). Jeśli α jest podane w neperach/m to $\alpha_{dB} = 8{,}686\ \alpha_{nep}$.

Temperaturę szumową kabla T_L znajdującego się w temperaturze otoczenia T_r określa zależność:

$$T_L = (A_L-1)T_r = K_t T_r \qquad (4.11)$$

gdzie: K_t — względna temperatura szumowa obliczana jest wg zależności [6]

$$K_t = A_L - 1 = \cosh 2A_{Ln} + 0{,}5\left(\varrho + \frac{1}{\varrho}\right)\sinh 2A_{Ln} - 1 \qquad (4.12)$$

gdzie: A_{ln} — tłumienie kabla w neperach ($A_{nep} = 0{,}1151\ A_{dB}$), zaś ϱ — WFS. Wykres tej zależności, przy założeniu $T_r = 290$ K, pokazano na rys. 4.3.

Temperaturze szumowej T_L kabla odpowiada współczynnik szumów F_L:

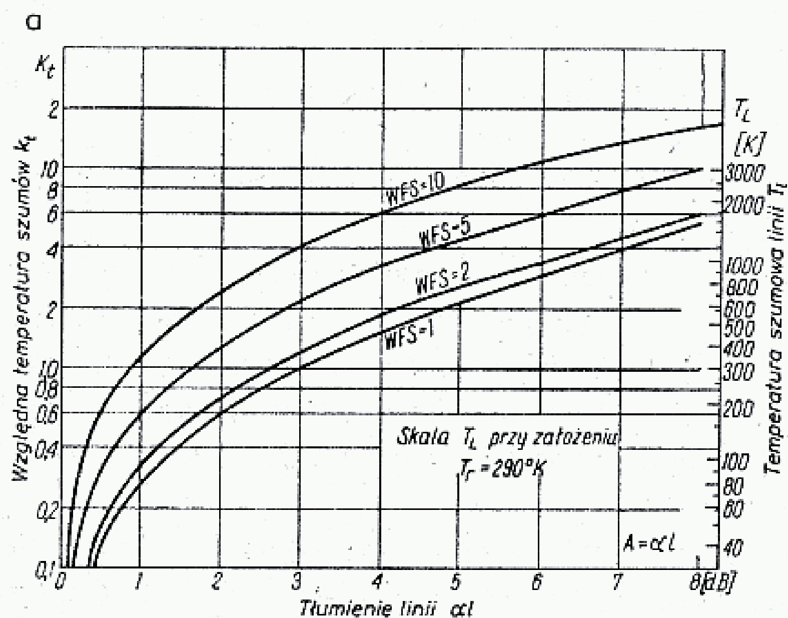
$$F_L = \frac{T_L}{T_r} + 1 \qquad (4.13)$$

Przykład: $T_r = 290$ K, $A_L = 2{,}2$ dB $\hat{=}$ 1,66 stąd $T_L = 191{,}4$ K i $F_L = 1{,}66\ kT_0 \hat{=} 2{,}2$ dB.

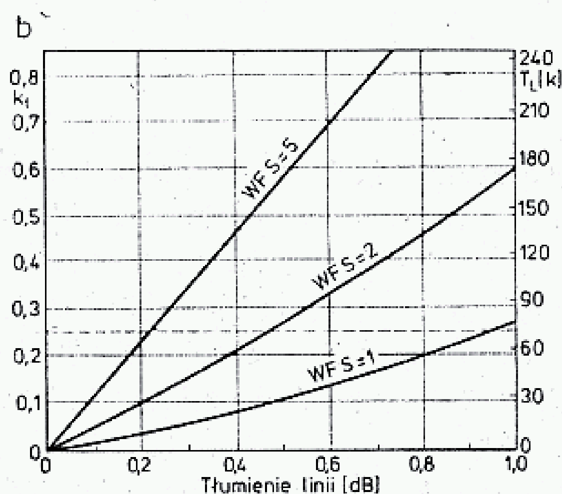
4.2.8 Szumy układów złożonych

Przy kaskadowym połączeniu n urządzeń (ogniw) o współczynnikach szumów $F_1, F_2, \ldots, F_n$ i wzmocnieniach $K_1, K_2, \ldots, K_n$ otrzymuje się wypadkowy współczynnik szumów:

a



b



4.3. Temperatura szumowa linii T_L znajdującej się w temperaturze otoczenia T_r = 290 K w zależności od tłumienia linii i WFS

a — przy dużych tłumieniach, b — przy małych tłumieniach

$$F_T = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_1} + \frac{F_3 - 1}{K_1 \cdot K_2} + \ldots + \frac{F_n - 1}{K_1 K_2 \ldots K_n - 1} \tag{4.14}$$

Jeśli któreś z ogniw wnosi tłumienie A (np. kabel), to podstawia się $K = 1/A$ i wtedy $K < 1$.

Przykład: Antenę przyłączono do przedwzmacniacza: $K_1 = 14$ dB ≙ 25 W/W $F_1 = 0{,}8$ dB ≙ ≙ 1,2 kT$_0$, $T_1 = 58$ K, ten zaś przez kabel o długości $l = 20$ m, tłumienności 15 dB/100 m: $A_2 = 3$ dB, $K_2 = -3$ dB ≙ 0,5, $F_2 = 3$ dB ≙ 2 kT$_0$, $T_2 = 290$ K przyłączono do odbiornika $K_2 = 10^8 = 80$ dB, $F_3 = 2$ dB = 1,585 kT$_0$, $T_3 = 170$ K.

Wypadkowy współczynnik szumów wynosi:

$$F_T = 1{,}2 + \frac{2-1}{25} + \frac{1{,}585-1}{25 \cdot 0{,}5} = 1{,}2 + 0{,}040 + 0{,}0468 = 1{,}2858 \text{ kT}_0 \mathrel{\hat{=}}$$

$$= 1{,}095 \text{ dB}$$

Temperaturę układu T_u na zaciskach wejściowych, antenowych można obliczyć z zależności:

$$T_u = T_1 + \frac{T_2}{K_1} + \frac{T_3}{K_1 \cdot K_2} + \ldots + \frac{T_n}{K_1 \cdot K_2 \ldots K_{n-1}} \tag{4.15}$$

Dla przykładu jak wyżej otrzymuje się:

$$T_u = 58 + \frac{290}{25} + \frac{170}{25 \cdot 0{,}5} = 58 + 11{,}6 + 13{,}6 = 83{,}2 \text{ K}$$

Jak z powyższych przykładów wynika, udział kabla i odbiornika w wypadkowych szumach jest stosunkowo niewielki.

Jeśli w powyższym układzie pominiemy przedwzmacniacz, to otrzymamy: $F_T' = 3{,}17 \text{ kT}_0 \triangleq 5{,}0$ dB i $T_u' = 630$ K. Jeśli porównamy je z szumami samego odbiornika ($F_3 = 2$ dB i $T_3 = 170$ K), to widać jak znacznie kabel pogarsza właściwości szumowe układu, a jednocześnie włączenie między antenę i kabel dobrego przedwzmacniacza sytuację zdecydowanie poprawia, gdyż wtedy udział kabla we wzroście szumów jest znacznie mniejszy.

W urządzeniach MKF do szumów na częstotliwości sygnału f_s dodają się, niezawsze dostatecznie osłabione, szumy o częstotliwości lustrzanej f_L. Sprawa ta jest wyjaśniona w rozdz. 5.4.5.1.

4.2.9 Temperatura szumowa anteny

Do szumów układu odbiorczego T_u dodają się szumy dostarczane przez antenę (P_A, T_A). Wartość tych szumów zależy od temperatury szumów obiektów „widzianych" przez antenę przy danej częstotliwości. Najsilniejszym źródłem szumów kosmicznych jest Słońce, które ma temperaturę szumową przy 144 MHz około 10^6 K, a przy 10 GHz około 10^4 K. Niektóre obszary Drogi Mlecznej mają 80 do 300 K, Ziemia 290 K, Księżyc 220 K, Kasjopeja A 5 K, zaś „zimne miejsca" nieba około 3,5 K. Bliższe dane na ten temat podaje YU1AW w [8].

Poziom szumów anteny T_A z wiązką główną o kącie przestrzennym Ω_A [sr], odbierającej szumy obiektu o temperaturze T_g i wymiarze kątowym Ω_g wynosi:

$$T_A = T_g \frac{\Omega_g}{\Omega_A} = T_g \frac{\alpha_g^2}{\alpha_V \alpha_H} \tag{4.16}$$

gdzie: α_g — szerokość kątowa obiektu [°],
α_V, α_H — szerokość wiązki głównej w obu płaszczyznach.

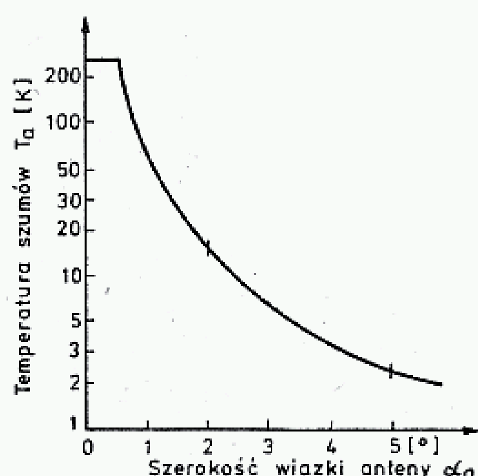
Przykład: Księżyc ma $T_g = 220$ K, $\alpha_g = 0{,}5°$, antena ma $\alpha_V = \alpha_H = 5°$. Szumy Księżyca będą miały temperaturę $T_a = 220 \cdot 0{,}5^2/5^2 = 2{,}2$ K.

Na rysunku 4.4a pokazano zależność temperatury szumów anteny T_A skierowanej na Księżyc od szerokości wiązki głównej, gdy Księżyc znajduje się na tle „zimnego nieba".

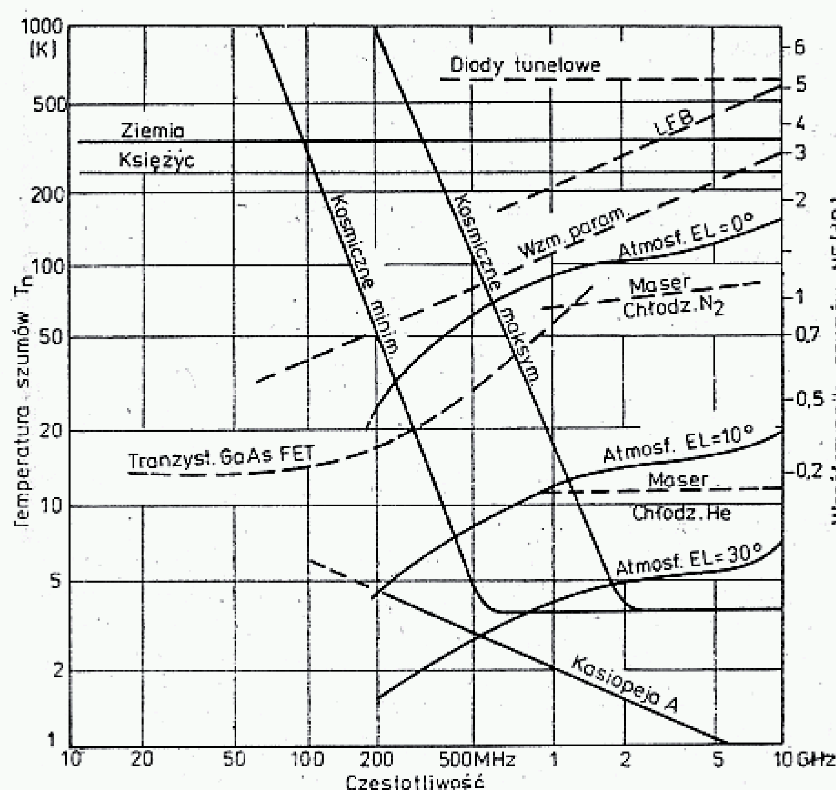
W zakresie UKF szumy kosmiczne dominują nad szumami urządzeń odbiorczych (rys. 4.5), natomiast na MKF jest odwrotnie, tj. szumy kosmiczne są mniejsze od szumów odbiornika. Natężenie szumów kosmicznych zależy przede wszystkim od aktywności Słońca i np. przy 144 MHz wynoszą one 80÷1500 K, przy 432 MHz 10÷200 K, przeciętnie 45 K, a przy 1296 MHz 3,5÷12 K.

Do szumów kosmicznych dodają się szumy cieplne atmosfery i Ziemi. Zależą one od położenia wiązki głównej i bocznych anteny w stosunku do Ziemi.

Najmniejsze szumy występują przy antenie skierowanej w zenit (EL = 90°). Przy zbliżaniu wiązki głównej anteny do horyzontu chwyta ona coraz więcej szumów atmosfery, a gdy obejmie ona także powierzchnię Ziemi, wtedy szumy cieplne

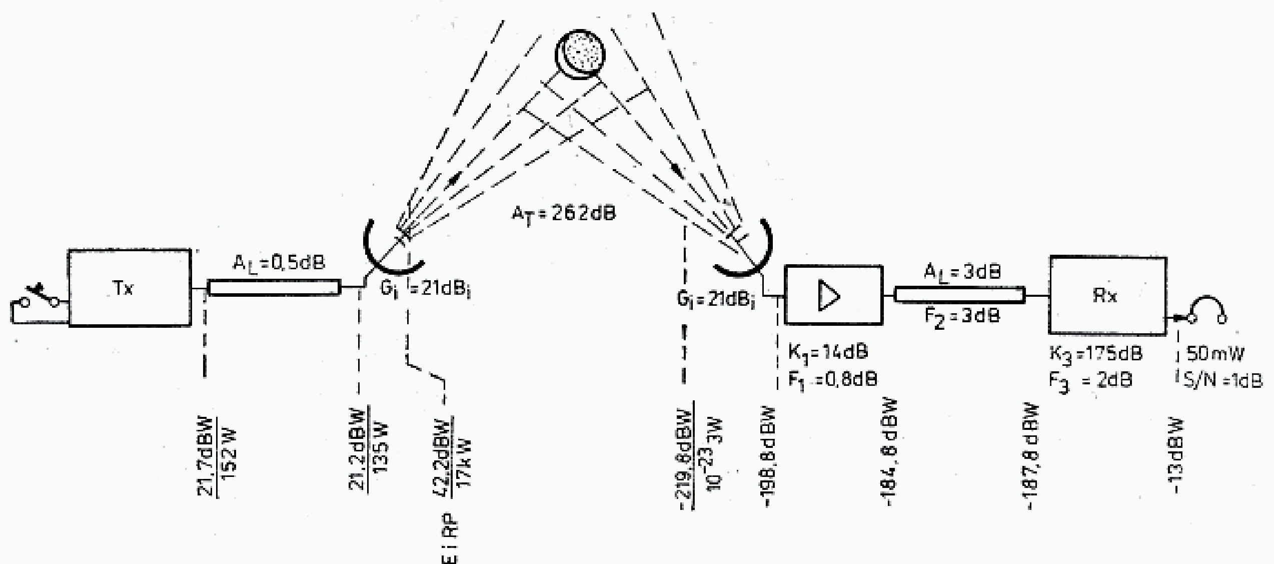


4.4. Temperatura szumowa Księżyca T_A w zależności od szerokości α_a wiązki głównej anteny



4.5. Temperatura szumowa obiektów kosmicznych i urządzeń odbiorczych w zależności od częstotliwości

uzyskują temperaturę około 290 K. Do szumów tych dodają się wtedy także szumy i zakłócenia wytwarzane przez urządzenia elektryczne i elektroniczne. Suma tych szumów stanowi poważne ograniczenie dla dalekich łączności MS i EME, przy których wiązkę główną anteny kieruje się wzdłuż linii horyzontu. Jeśli antena ma słabo wytłumione listki boczne i tylny, to mimo uniesienia wiązki głównej nad horyzont, przez rozległe listki boczne i tylny do anteny dostaną się szumy „gorącej" Ziemi, znacznie zwiększając temperaturę szumową anteny T_A. Dobra antena powinna mieć wszystkie listki boczne i tylny osłabione co najmniej o 20 dB.



4.6. Bilans łącza EME

4.2.10 Czułość odbiornika

Czułość odbiornika $P_{s\,min}$ podawana jest albo jako równa szumom progowym, czemu odpowiada $S/N = 1$ i wtedy $P_{s\,min} = P_{np}$, albo przy określonym stosunku S/N:

$$P_{s\,min} = (S/N)_o P_{np} = FkT_0B(S/N)_o \tag{4.17a}$$

Jeśli przyjmiemy $T_o = 290$ K i przejdziemy do miary decybelowej, to otrzymamy:

$$P_{s\,min} = 10\lg B_{kHz} + NF + (S/N)_{dB} - 144 \ \text{[dBm]} \tag{4.17b}$$

Z powyższego można wyznaczyć czułość napięciową odbiornika:

$$U_{s\,min} = \sqrt{P_{s\,min}R_{in}} \tag{4.17c}$$

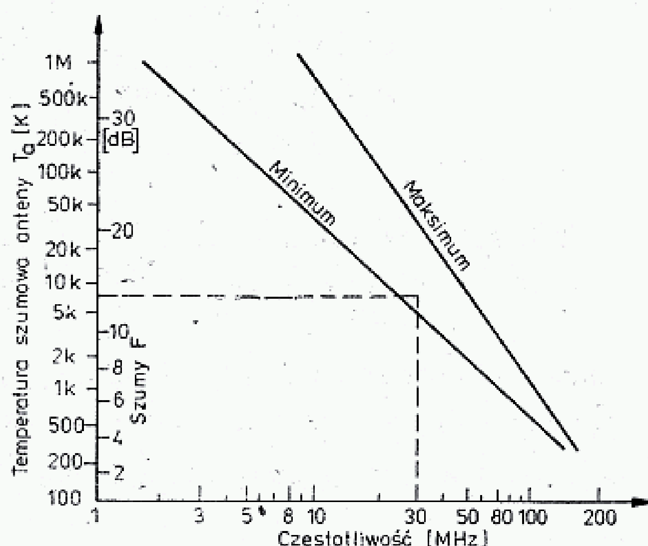
Tablica 4.2.1

Parametry odbiornika na tle szumów zewnętrznych [7]

Częstotliwość f	Szumy anteny P_{nA}	Napięcie sygnału przy (S+N)/N = 10 dB B = 2100 Hz	Dopuszczalne szumy odbiornika NF
[MHz]	[dBm]	[μV]	[dB]
1,8	−93	15,3	45
3,5	−101	12,6	37
7,0	−111	4,0	27
14,0	−113	3,1	24
21	−118	1,8	20
28,0	−123	1,0	15
144,0	−139	0,2	2
432,0	−141	0,03	1

Przykład: $B = 2{,}5$ kHz, $NF = 4$ dB, $T_0 = 290$ K, $(S/N)_0 = 0$ dB. Po wyliczeniu otrzymuje się $P_{s\,min} = -136$ dBm i jeśli $R_{in} = 50\ \Omega$, to $U_{s\,min} = 0{,}011$ μV. Zależności zobrazowane są na rys. 4.2c przy założeniu $S/N = 1$, zaś w tablicy 4.2.1 zestawiono dopuszczalne współczynniki szumów odbiorników w zależności od pasma, przy założeniu określonych szumów anteny P_{nA} oraz napięcie sygnału $U_{s\,min}$ przy $(S+N)/N = 10$ dB i $B = 2{,}1$ kHz [7].

Z krótkiej analizy wynika, że odbiorniki KF mogą mieć znaczny poziom szumów (*NF*), gdyż i tak będą go przewyższały szumy zewnętrzne (rys. 4.7). W odbiornikach UKF sytuacja jest odwrotna. O dużym poziomie szumów odbiorników KF należy pamiętać, gdy są one stosowane wraz z konwerterem dla odbioru w za-



4.7. Temperatura szumowa anteny w zależności od częstotliwości

kresie UKF czy MKF. Odpowiednio duże wzmocnienie konwertera pozwala na zredukowanie wpływu tych szumów na wypadkowe szumy układu (wzór 4.14), lecz z dużym wzmocnieniem konwertera wiąże się ograniczenie dynamiki całego układu odbiorczego. Czułość układu odbiorczego można także określić porównując poziomy odbieranych szumów „zimnego” nieba i „gorącej” Ziemi [9] lub Słońca [10].

4.2.11 Bilans łącza radiowego

Przy założonym stosunku S/N na wyjściu odbiornika o pasmie B i przy danej temperaturze układu T_u można określić wymaganą moc sygnału z anteny:

$$P_{sA} = (S/N)_0 kBT_u \tag{4.18a}$$

Można także rozwiązać zadanie odwrotne — przy danym poziomie sygnału obliczyć oczekiwaną wartość $(S/N)_0$

$$(S/N)_0 = P_{sA}/kBT_u \tag{4.18b}$$

albo w mierze decybelowej:

$$P_{sA} = (S/N)_0 + B + T_u - 228{,}6 \ \text{[dBw]} \tag{4.18c}$$

Przykład: Układ odbiorczy jak w p. 4.2.8 ma $T_u = 83{,}2$ K, lecz przyjęto $B = 500$ Hz (CW) oraz $(S/N)_0 = 1$ dB. Obliczamy: $P_{sA} = 1+27+19{,}2-228{,}6 = -198{,}7$ dBw $= -138{,}7$ dBμ.

Jeśli w układzie tym pominiemy przedwzmacniacz, podobnie jak to zrobiono we wspomnianym przykładzie, to $T_u = 630$ K i wymagany będzie sygnał silniejszy o 8,8 dB, lub o tyle pogorszy się stosunek sygnału do szumu. Dla określenia parametrów stacji nadawczej i odbiorczej, zapewniających uzyskanie wymaganego stosunku $(S/N)_0$ robi się tzw. bilans mocy. Metodę tę najłatwiej wyjaśnić można

przykładem. Bilans robimy dla łączności EME w pasmie 432 MHz. W tablicy 2.4.1 można znaleźć tłumienie trasy $A_T = 262$ dB ± 1 dB.

Aby uzyskać sygnał z anteny $P_{sA} = -198{,}7$ dBw, obliczony w poprzednim przykładzie, moc nadajnika i zyski obu anten muszą spełniać równanie:

$$P_{sN} = P_{sA} + A_T - G_{AN} - G_{AO} \tag{4.19}$$

gdzie: G_{AN} i G_{AO} — są zyskami anten w stosunku do anteny izotropowej, [dBi]. Zakładając jednakowe anteny o zysku $G_{AN} = G_{AO} = 21$ dB otrzymamy $P_{SN} = -198{,}7+262-21-21 = 21{,}3$ dBw $\widehat{=}$ 135 W (rys. 4.6). Jest to moc promieniowana przez antenę nadawczą.

Moc nadajnika musi być powiększona o straty w kablu, złączach (0,5 dB na złącze N, więcej na złącze BNC) i o rezerwę na pokrycie zaników, przede wszystkim polaryzacyjnych.

Jeśli po stronie odbiorczej pominiemy przedwzmacniacz, podobnie jak to zrobiono w poprzednich przykładach, to moc po stronie nadawczej należy zwiększyć o 8,8 dB, czyli do $P_{sN} = 30{,}1$ dBw $\widehat{=}$ 1023 W, a więc potrzebny byłby nadajnik o mocy około 2 kW.

4.2.12 Pomiar poziomu sygnału

W urządzeniach amatorskich poziom odbieranego sygnału odczytywany jest ze skali tzw. S-metra, wyskalowanego w jednostkach siły: S. Poszczególnym wartościom S przypisywane są określone moce sygnału i napięcia na rezystancji wejściowej 50 Ω lub 75 Ω (tabl. 4.2.2). Przyrostowi jednostkowemu w skali S odpowiada wzrost mocy o 6 dB, a napięcia dwukrotny. W czasie regulacji S-metra podaje się sygnał z dopasowanego generatora o poziomie −93 dBm i ustawia miernik na S9, a następnie zmniejszając sygnał skokami co 6 dB wyznacza dalsze działki S-metra. W odbiorniku ze znacznymi szumami własnymi wystąpią one przy S = 2, w dobrym odbiorniku — poniżej S = 1 (tabl. 4.2.2 i przykład w p. 4.2.5).

Tablica 4.2.2

Znormowane poziomy sygnałów dla skali S-metra

S	KF			UKF		
	[dBm]	[μV/50 Ω]	[μV/75 Ω]	[dBm]	[μV/50 Ω]	[μV/75 Ω]
1	−121	0,2	0,24	−141	0,02	0,024
2	−115	0,4	0,49	−135	0,04	0,049
3	−109	0,8	0,97	−129	0,08	0,097
4	−103	1,6	1,9	−123	0,16	0,019
5	−97	3,2	3,9	−117	0,32	0,39
6	−91	6,3	7,7	−111	0,63	0,77
7	−85	12,6	15	−105	1,26	1,5
8	−79	25	31	−99	2,5	3,1
9	−73	50	61	−93	5	6,1
9+10 dB	−63	160	190	−83	16	19
9+20 dB	−53	500	610	−73	50	61
9+30 dB	−43	1600	1900	−63	160	190
9+40 dB	−33	5000	6100	−53	500	610

4.3 Dynamika urządzeń radiowych

4.3.1 Szumy fazowe generatorów

We współczesnych urządzeniach radiowych wymaga się, by generatory stosowane w torze nadawczym i heterodynach miały nie tylko dużą stałość częstotliwości, lecz także i małe szumy. Sygnał wyjściowy idealnego oscylatora ma postać:

$$u(t) = U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \tag{4.20a}$$

W oscylatorze rzeczywistym, w wyniku występowania szumów termicznych elementów aktywnych i pasywnych w układzie (rys. 4.8a), występują chwilowe drobne odchylenia fazy $\Delta\varphi(t)$ i napięcia $\Delta u(t)$ w przebiegu drgań oscylatora (rys. 4.8b), co opisuje równanie:

$$u(t) = [U_0 + \Delta u(t)] \sin[\omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\varphi(t)) \tag{4.20b}$$

Zmianie ulega okres pojedyńczego przebiegu (T_1 i T_2 na rys. 4.8b), z czym wiąże się zmiana częstotliwości $f = 1/T$. Częstotliwość chwilowa wynosi więc:

$$f(t) = f_0 + \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi}{dt} \tag{4.21}$$

Zjawisko to można przedstawić na wykresie wektorowym (rys. 4.8c) jako dodatkowy wektor Δu o przypadkowym położeniu i wielkości, dodany do przebiegu U_0 oscylatora idealnego.

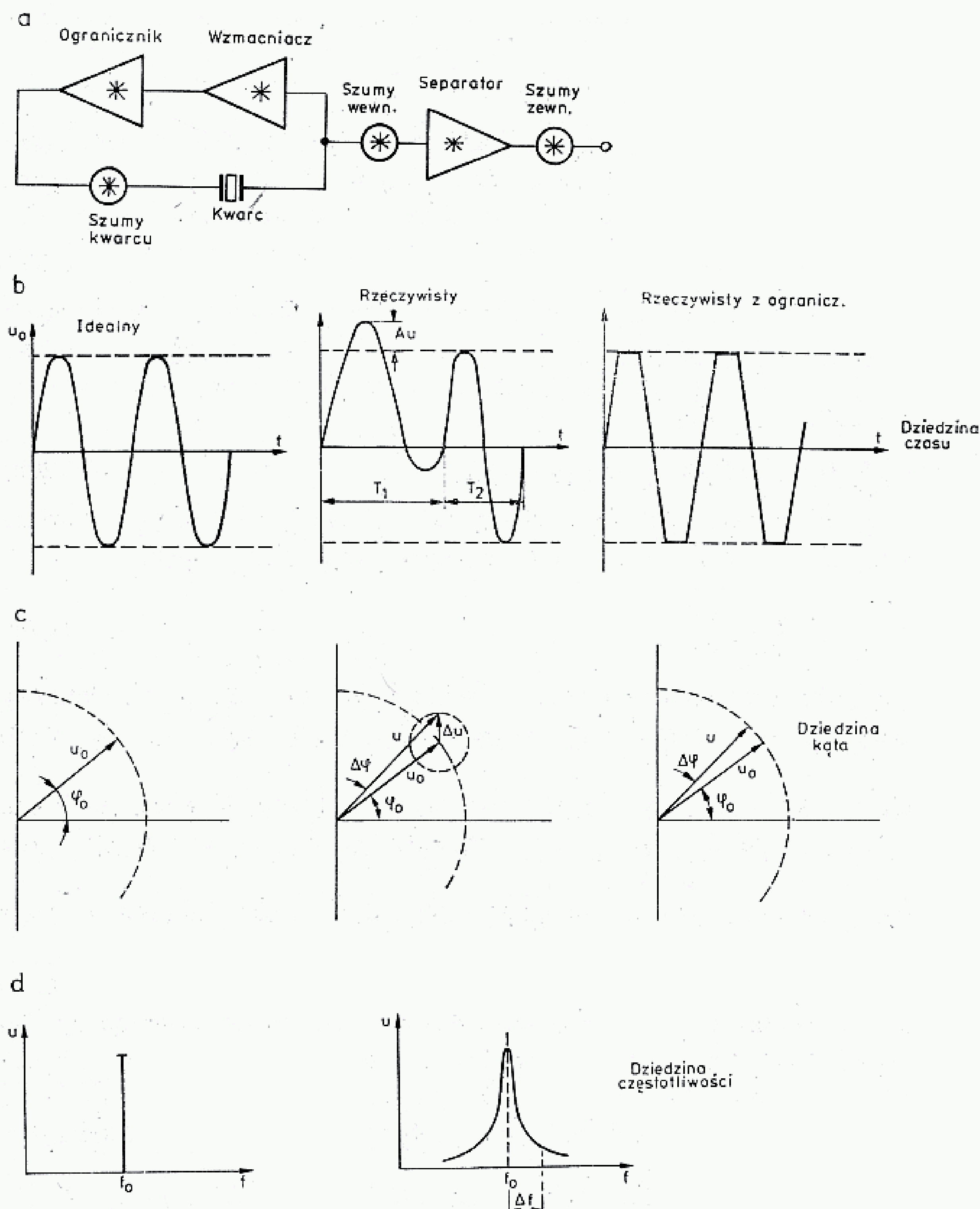
Jeśli w oscylatorze występuje ograniczenie amplitudy, to choć amplituda $U = U_0 + \Delta u(t)$ będzie nie większa od pewnej wartości, to pozostanie przypadkowe odchylenie częstotliwości Δf od f_0.

Widmo oscylatora idealnego miałoby tylko jeden prążek, natomiast oscylator rzeczywisty ma widmo ciągłe, o amplitudzie malejącej wraz z odchyleniem częstotliwości Δf (rys. 4.8d). Szumy występujące we wstęgach bocznych sygnału f_0 są nazywane szumami fazowymi. Moc szumów fazowych na częstotliwości odchylonej o Δf zależy od szybkości zmiany fazy w obwodzie rezonansowym, a więc od jego dobroci Q_0. Dobroć obwodu obciążonego zależy od dobroci obwodu rezonansowego nieobciążonego Q_n i stopnia obciążenia przez dołączony wzmacniacz i układ sprzężenia zwrotnego.

Na rysunku 4.8e pokazano zmianę impedancji rezonatora kwarcowego dla obu rezonansów, tj. f_s i f_p i odpowiadającą im zmianę fazy φ, bez obciążenia (Q_n) i z obciążeniem (Q_0). Podobny przebieg (tylko jedna połówka) mają obwody LC, lecz są one wtedy mniej strome. Nachylenie $d\varphi/dt$ w pobliżu rezonansu zależy od dobroci Q_0 układu:

$$\frac{d\varphi}{dt} = -2 \frac{Q_0}{f_0} \tag{4.22}$$

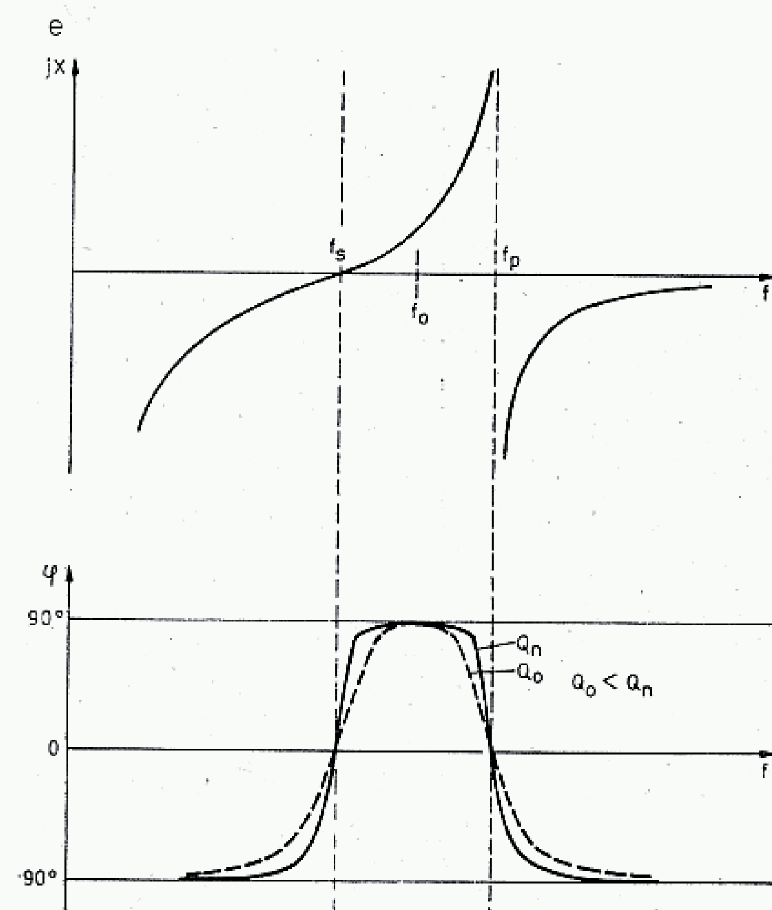
Charakterystykę szumów fazowych oscylatora opisuje się podając gęstość widmową mocy szumów (P_n/B) podawaną w [W/Hz] dla jednej wstęgi bocznej (SSB) w zależności od odchylenia Δf [Hz]. Wykres robi się w skali logarytmicznej (rys. 4.8f), przy czym czasami 10 lg (P_n/B) wymiaruje się w [dBc], czyli [dB/Hz].

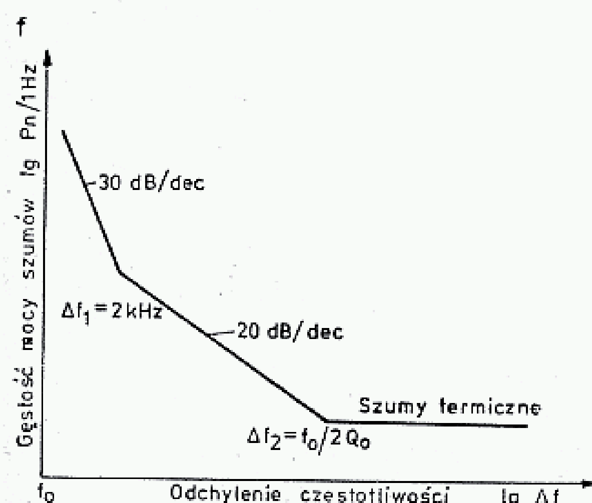


4.8. Szumy oscylatorów

a — schemat źródeł szumów, b — przebieg napięcia oscylującego bez zakłóceń szumowych, z zakłóceniami i z ograniczeniem amplitudy, c — obraz wektorowy, d — widmo oscylacji, e — zmiana reaktancji i fazy rezonatora kwarcowego (rezonator LC ma tylko jedno z pokazanych zboczy przebiegu fazy), f — charakterystyki częstotliwościowe gęstości mocy szumów fazowych

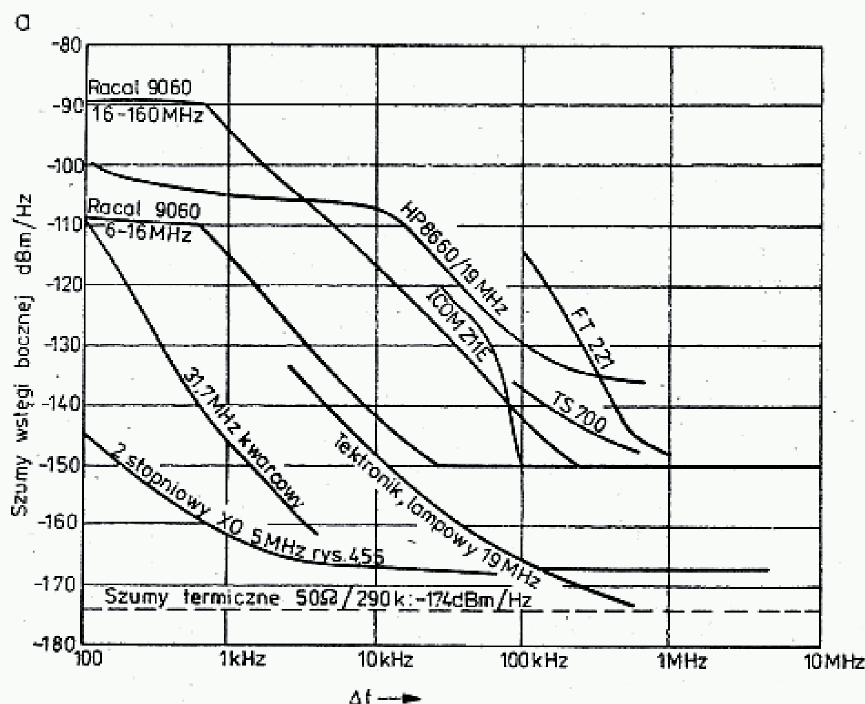
W charakterystyce tej wyróżnia się stromo opadający odcinek o nachyleniu 30 dB/dekadę sięgający $\Delta f_1 = 2$ kHz i odpowiadający szumom strukturalnym $1/f$ złącza. Po nim następuje odcinek o nachyleniu 20 dB/dekadę, sięgający $\Delta f_2 = f_0/2Q_0$, a więc uzależniony od dobroci układu i w końcu odcinek przechodzący w część poziomą odpowiadając szumom termicznym (biały szum). Jeśli dla przykładu weźmiemy pod uwagę oscylator kwarcowy $f_0 = 10$ MHz i $Q_0 = 1000$, to $\Delta f_2 =$ $= 5000$ Hz, lecz dla zwykłego obwodu LC o $Q_0 = 50$, $\Delta f_2 = 100$ kHz.

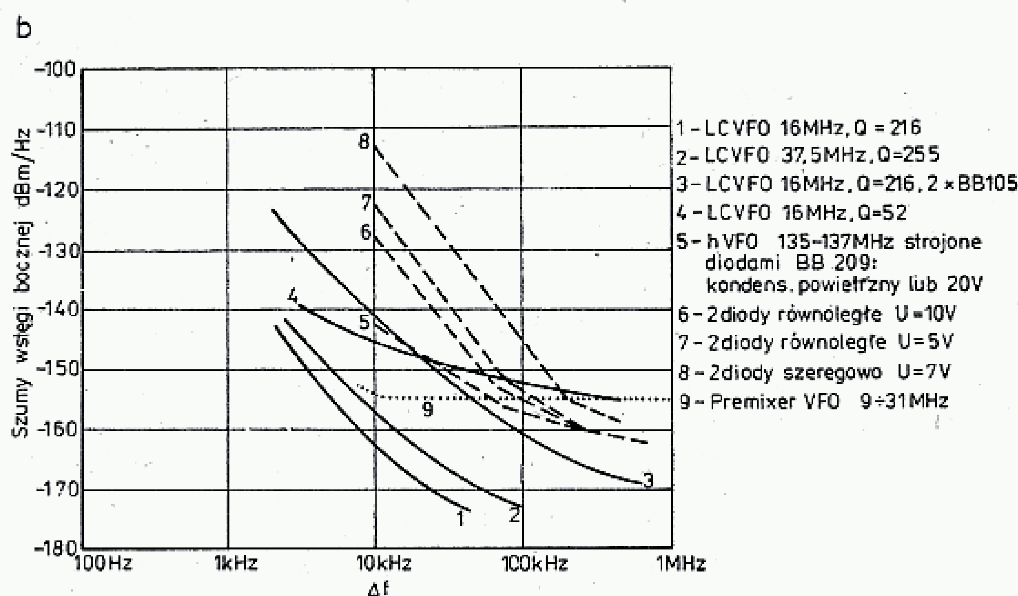


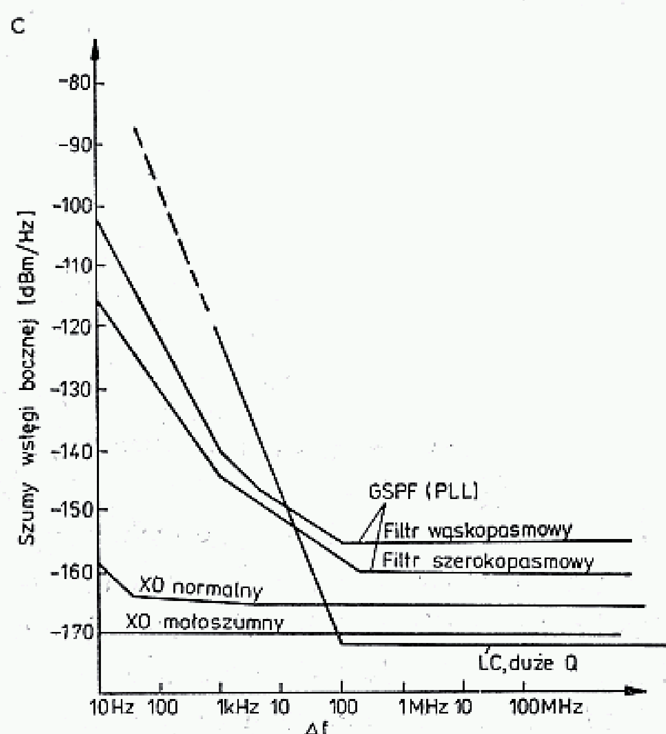


Jeśli częstotliwość oscylatora ulega w dalszych stopniach powieleniu, to w tym samym stopniu powiększa się wartość Δf_2.

Sposób ograniczenia amplitudy ma wpływ na moc generowanych harmonicznych i przez to na moc szumów fazowych oscylatora [3, 5]. Na rysunku 4.9 pokazano gęstość szumów wstęg bocznych generatorów w kilku firmowych urządzeniach UKF i generatorów doświadczalnych [11, 13, 14]. Na wykresach zaznaczono poziom szumów termicznych rezystora 50 Ω w temperaturze $T = 290$ K,







4.9. Widma szumów fazowych generatorów [1, 13, 14]

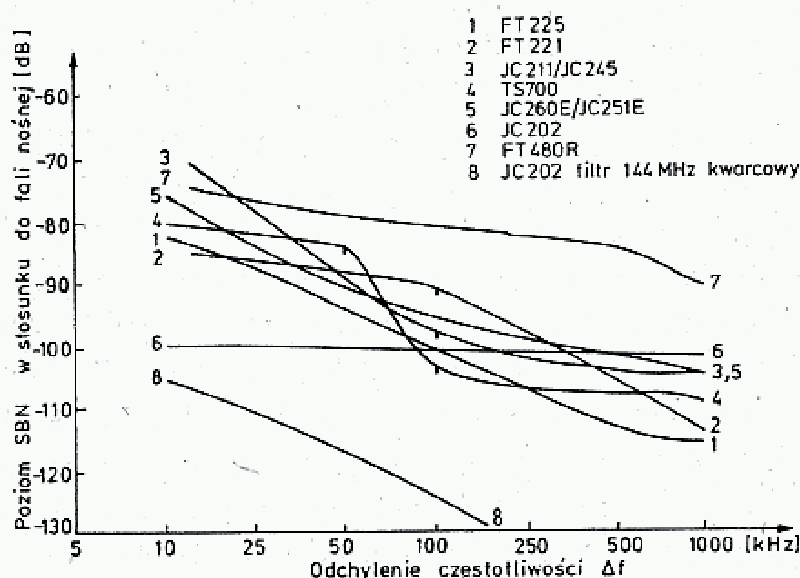
a — wybranych odbiorników firmowych,
b — układów doświadczalnych LC na częstotliwości 16 MHz i 135 MHz przestrajanych kondensatorem lub warikapem,
c — układ z pętlą synchronizacji fazowej PLL i oscylatory kwarcowe

wynoszący — 174 dBm/Hz. Niektóre z wymienionych układów opisano dalej. Analizując rysunki można zauważyć, że układy syntezerowe HP 8660-19 MHz, FT221, Racal 9060 mają duży poziom szumów, mimo, że są to nowoczesne i wyszukane profesjonalne urządzenia w cenie kilku, a nawet kilkudziesięciu tysięcy dolarów. Podobnie znaczne szumy mają urządzenia odbiorcze i nadawcze, w których GSPF jest mieszany z dodatkowym generatorem XO w celu uzyskania właściwej częstotliwości wyjściowej. Dla porównania pokazano szumy generatora kwarcowego pracującego na 3-overtonie 31,7 MHz. Na rysunku 4.9b pokazano wyniki doświadczeń z generatorem LC 16 MHz, w którym zmieniano dobroć obwodu (na rys. 4.9b.1 $Q = 216$, a na rys. 4.9b.4 $Q = 52$), zmieniano częstotliwość (na rys. 4.9b.1 16 MHz, na rys. 4.9b.2 37,5 MHz) i zmieniano rodzaj pojemności obwodu (dla rys. b1,2,4 — kondensator powietrzny, dla rys. b.3 dwa szeregowo połączone warikapy BB 105). Linią przerywaną pokazano wyniki badań generatora LC 135—137 MHz strojonego kondensatorem powietrznym (rys, 4.9b.6,7,8) lub dwoma warikapami BB 209 połączonymi równolegle przy znacznym napięciu polaryzacji (-20 V) oraz wzrost szumów, wywołany zmniejszeniem napięcia polaryzacji do -10 V (rys. 4.9b.6) i 5 V (rys. 4.9b.7), a w końcu przy połączeniu diod szeregowo i polaryzacji -7 V (rys. 4.9b.8). Wnioski z tych badań są oczywiste, małe szumy fazowe uzyskuje się przy dużej dobroci obwodów, zaś strojenie diodami VCO, stosowane w syntezerach powoduje wzrost szumów w odległości $\Delta f = 10$ kHz od częstotliwości generatora f_g o ponad 20 dB. Podane szumy generatorów mierzone były w układzie opisanym szczegółowo [14]. Podobny układ miernika szumów jest dokładnie opisany przez DJ2LR w [13, 17, 18 i 19]. Układy te nie przekraczają możliwości wykonania przez zaawansowanego radioamatora.

Szumy fazowe występujące w oscylatorze heterodyny (SBN_h), a także w oscylatorze nadajnika (SBN_n) zwiększają poziom szumów odbiornika wtedy gdy, poza pożądanym sygnałem odbieranym S_0, do odbiornika dochodzi sygnał innej, niepożądanej stacji S_n, nadającej na zbliżonej częstotliwości. Dla ułatwienia objaśnienia zjawiska załóżmy najpierw, że uwzględniamy tylko szumy fazowe odbiornika SBN_h i że SBN_n są pomijalnie małe.

Poziom szumów progowych odbiornika idealnego ($F = 1$) w temperaturze $T_n = 290$ K, przy $B = 1$ Hz wynosi (wg wzoru 4.8b): $P_{n\,min} = -203—6$ dBw $\cong$ $\cong -174$ dBm. W odbiorniku rzeczywistym przy $NF = 3$ dB i $B = 2400$ Hz ($\hat{=}$ 34 dB) otrzymuje się $P_n = -174+3+34 = -137$ dBm $\hat{=}$ 31 nV na 50 Ω. Załóżmy, teraz, że szumy fazowe odbiornika przy odchyleniu o $\Delta f = 20$ kHz wynoszą $SBN_h =$ $= -120$ dBm/Hz i że do wejścia tego odbiornika doprowadzono sygnał o częstotliwości (f_0-20) kHz o mocy $S_n = 100$ dB nad P_n, czyli $S_n = -137+100 =$ $= -37$ dBm (3 mV/50 Ω). Sygnał ten wywoła pojawienie się dodatkowych szumów w paśmie $B = 2400$ Hz na poziomie równym $P_{n\,SBN} = -120+34 = -86$ dB poniżej sygnału $S_n = -37$ dBm, czyli o poziomie $P_{n\,SBN} = -37 -86 = -123$ dBm. Jeśli porównamy te szumy SBN z szumami progowymi odbiornika $P_n = -137$ dBm, to spostrzeżemy, że próg szumowy odbiornika, w obecności sygnału S_n wzrośnie o $-123+137 = 14$ dB. Będzie to odpowiadało odbiornikowi o zupełnie złych parametrach $NF = 17$ dB $\hat{=}$ 50 kT_0.

Na rysunku 4.9 pokazano szumy wstęgi bocznej SBN_h różnych typów oscylatorów doświadczalnych i stosowanych w odbiornikach [11]. Podobny efekt jaki wywołują SBN_h w odbiorniku, wywołują szumy fazowe SBN_n nadajnika. Jego szum wstęg bocznych na częstotliwości odchylonej o Δf od S_n dodaje się na wejściu odbiornika do sygnału pożądanego S_0 zwiększając szumy zewnętrzne P_{nz} (wzór 4.1), a tym samym pogarszając stosunek $(S/N)_i$ na wejściu odbiornika. Wiele firmowych transiwerów przeznaczonych dla radioamatorów ma wysoki poziom szumów fazowych tak w torze odbiorczym, jak i nadawczym. Spowodowane to jest stosowaniem



4.10. Widma szumowe transiwerów w pracy nadawczej. Podano poziom szumów fazowych w stosunku do fali nośnej dla różnych odchyleń Δf od częstotliwości środkowej oscylacji f_0, [12]

uproszczonych układów oscylatorów, szczególnie w układach z synchronizacją pętlą fazową (PLL). Na rysunku 4.10 pokazano przykładowe charakterystyki szumowe transiwerów UKF przy pracy jako nadajnik [12]. Poziom szumów [dB] odniesiono do mocy sygnału fali nośnej. Jeśli, w czasie odbioru słabego sygnału S_0 na najlepszym nawet odbiorniku, pojawi się na wejściu tego odbiornika sygnał stacji obcej S_n na pobliskiej częstotliwości, to szumy wstęgi bocznej S_n podniosą szumy progowe odbiornika pogarszając stosunek S/N, mimo że sam sygnał S_n nie będzie odbierany.

4.3.2 Dynamika dwusygnałowa

Dynamiką dwusygnałową odbiornika D_2, odbierającego słaby sygnał S_0, nazywamy poziom sygnału zakłócającego S_n, odniesiony do szumu progowego odbiornika P_n, który, będąc poza pasmem B odbiornika, spowoduje pogorszenie stosunku $(S/N)_i$ o 3 dB:

$$D_2 = S_{n\,\max} - P_n \ \text{[dB]} \tag{4.23}$$

Przy pomiarze dynamiki dwusygnałowej odbiornika oscylator nadajnika musi mieć szczególnie małe szumy fazowe, gdyż w przeciwnym przypadku na 3 dB wzrost szumów progowych odbiornika złożą się nie tylko SBN_h, lecz także SBN_n. Dlatego przy tego rodzaju pomiarach stosuje się szczególnie mało szumiące oscylatory kwarcowe (XO) o poziomie SBN_n wynoszącym około -170 dBm (rys. 4.9c).

Jeśli do pomiarów będzie zastosowany odbiornik o szczególnie małych szumach fazowych (SBN_h), to przy jego pomocy można wyznaczyć dynamikę dwusygnałową nadajnika mierząc poziom szumów wstęg bocznych odniesionych do mocy fali nośnej (rys. 4.10).

Metody poprawiania firmowych układów oscylatorów w różnych transiwerach dla zmniejszenia SBN_n opisuje SM5BSZ w [12]. W niektórych przypadkach udało się zwiększyć dynamikę nadajnika o 20 dB.

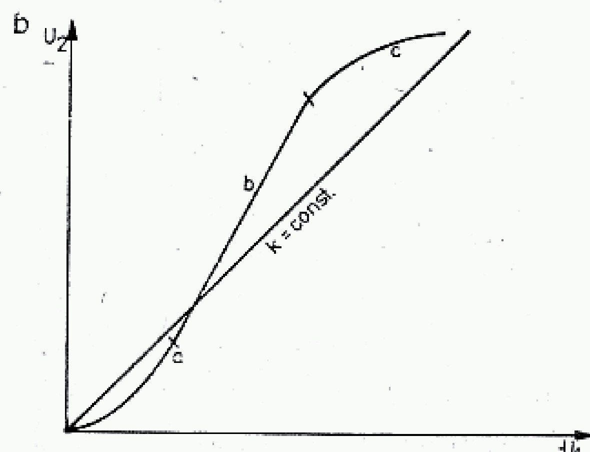
W odbiornikach o dużym poziomie szumów cieplnych (duży *NF*), sygnał S_n, powodujący wzrost szumów o 3 dB, jest tak duży, że może wystąpić zjawisko kompresji sygnału odbieranego S_0. Polega ono na przesunięciu punktu pracy elementu aktywnego we wzmacniaczu lub mieszaczu, pod wpływem silnego sygnału S_n do obszaru o mniejszym wzmocnieniu. Najczęściej podaje się wartość P_{-1} lub P_{-3}, przy której występuje spadek wzmocnienia sygnału S_0 odpowiednio o 1 lub 3 dB.

W prostych urządzeniach kompresja pojawia się przy sygnale S_n o poziomie około -10 dBm a w urządzeniach o szczególnie dużej dynamice uzyskuje się kompresję dopiero przy poziomie $+10$ do $+15$ dBm. W większości firmowych transiwerów o dynamice odbiornika decydują szumy fazowe heterodyny, a nie zjawisko kompresji w obwodach wejściowych.

4.3.3 Zakłócenia intermodulacyjne

Jeśli do obwodu liniowego przyłoży się napięcie U_1, to na jego wyjściu otrzyma się napięcie U_2 (rys. 4.11), proporcjonalne do U_1. Stosunek $U_2/U_1 = K$ nazywany jest współczynnikiem transmisji. W obwodzie liniowym *K* jest stałe i nie zależy od napię-





4.11. Charakterystyki przenoszenia układu
a — układ badany, b — charakterystyki: prostoliniowa i krzywoliniowa

cia U_1. W obwodzie nieliniowym zależność $U_2 = f(U_1)$ może przybierać różny charakter. W ogólnym przypadku rozróżnia się trzy odcinki:

a — szybkiego narastania, często o kształcie zbliżonym do paraboli — $U_2 = kU_1^2$ i wtedy mówi się, że zależność jest kwadratowa,

b — zbliżony do prostej $U_2 = KU_1$, jest to odcinek nazywany liniowym,

c — wolnego narastania, świadczący o występującym stanie nasycenia, często odpowiadający zależności $U_2 = k \lg U_1$.

Charakterystyki takie mają obwody z rdzeniami ferromagnetycznymi, diody półprzewodnikowe i elementy aktywne. Charakterystyki obwodu nieliniowego opisuje się często jako sumę szeregu napięciowego (lub prądowego) o postaci:

$$U_2 = a_0 U_0 + a_1 U_1 + a_2 U_1^2 + a_3 U_1^3 + \dots a_k U_1^k + \dots \qquad (4.24)$$

gdzie a_k jest współczynnikiem zależnym od charakteru nieliniowości. W ogólnym przypadku, jeśli napięcie wejściowe jest przebiegiem harmonicznym (sinusoidalnym), tj. $u_1 = U_1 \sin(\omega t + \varphi)$, to na wyjściu obwodu nieliniowego jest przebieg złożony:

$$i_2 = I_{20} + I_{21}\cos(\omega t+\varphi) + I_{22}\cos 2(\omega t+\varphi) + I_{23}\cos 3(\omega t+\varphi) + \dots \qquad (4.25)$$

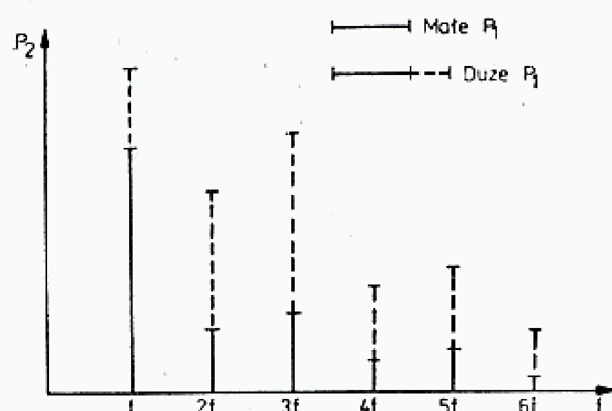
gdzie wartości I_{2k} określają charakter nieliniowości [1], zaś $\omega = 2\pi f$.

W układach bardziej złożonych dodatkowo występuje zmienność fazy φ_k. W przebiegu tym występują składowe:

— składowa stała I_{20} jako skutek prostowania, wykorzystywana w prostownikach i detektorach sygnałów w.cz.,

— składowa I_{21} o częstotliwości podstawowej f, lecz o amplitudzie nieliniowo zależnej od sygnału sterującego U_1; jest to przebieg podstawowy w układzie wzmacniającym,

— składowe wyższych harmonicznych $I_{22}, I_{23} \dots I_{2k}$ o częstotliwościach $2f$, $3f$, ... kf i amplitudach zależnych od poziomu sygnału sterującego U_1; są one wykorzystywane w układach powielaczy częstotliwości.



4.12. Obraz widmowy wyższych harmonicznych przy dwóch poziomach wysterowania układu nieliniowego

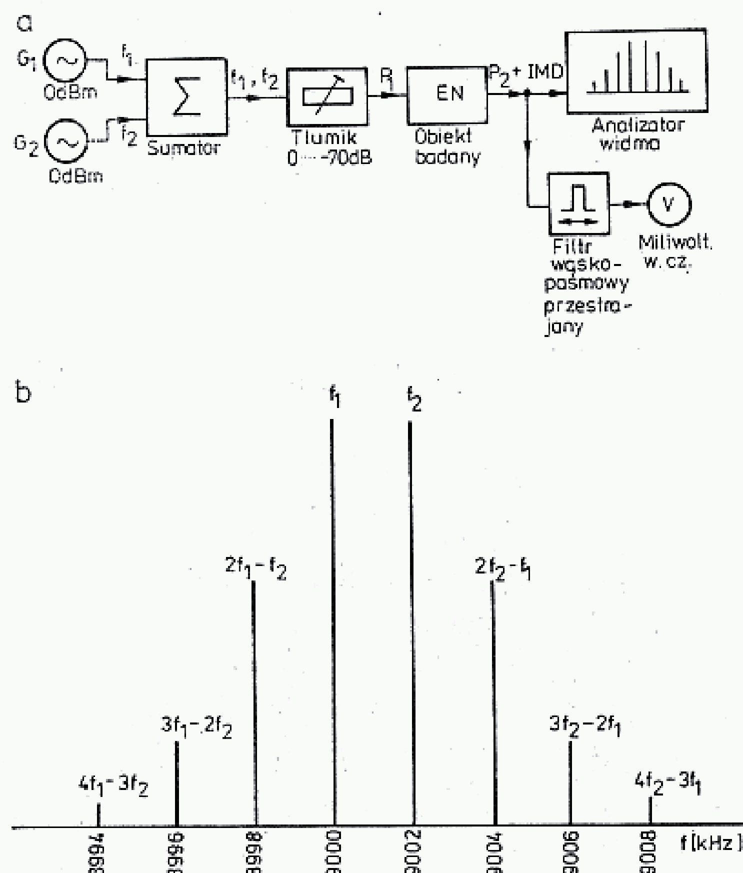
Obraz widmowy takiego przebiegu pokazano na rys. 4.12 dla różnych stopni wysterowania mocą P_1. Amplitudy poszczególnych harmonicznych zależą od charakteru nieliniowości oraz od wielkości sygnału sterującego $P_1(U_1)$. Obrazy widmowe przebiegów zniekształconych otrzymuje się przy pomocy analizatorów widma lub, metodą konwencjonalną, przez pomiar amplitudy poszczególnych prążków. W czasopismach radioamatorskich często są publikowane obrazy widmowe badanych urządzeń.

Wyższe harmoniczne w układach wzmacniających są niepożądane, gdyż wywołują liczne zakłócenia intermodulacyjne (IM), modulację skrośną, interferencje (gwizdy), tłumienie (blokowanie) wzmacniacza i powodują przesterowania wzmacniaczy liniowych. Odporność poszczególnych podzespołów, jak i całego urządzenia na wytwarzanie niepożądanych sygnałów zakłóceń P_t w zależności od mocy sygnału

sterującego P_1 określa się podając poziom zakłóceń intermodulacyjnych (ang.: *intermodulations distortion — IMD*). W celu zbadania odporności układu na wytwarzanie zakłóceń IMD doprowadza się do badanego podzespołu lub układu dwa sygnały o częstotliwościach f_1 i f_2, niewiele różniących się, najczęściej 2—100 kHz, o tych samych amplitudach (rys. 4.13a). Sygnał sterujący ma więc postać:

$$u_1 = U(\cos 2\pi f_1 + \cos 2\pi f_2) \tag{4.26}$$

Na wyjściu układu nieliniowego pojawią się liczne przebiegi harmoniczne $2f_1, 3f_1 \dots kf_1$ i $2f_2$, $3f_2 \dots kf_2 \dots$ oraz ich kombinacje $2f_1 \pm f_2, 2f_2 \pm f_1$, $3f_1 \pm 2f_2$, $3f_2 + 2f_1$ itd. Przebiegi (prążki) trzeciego rzędu $2f_1 - f_2$ i $2f_2 - f_1$ oraz piątego rzędu $3f_1 - 2f_1$ i $3f_2 - 2f_1$ występują w pobliżu częstotliwości sygnałów sterujących f_1 i f_2.



4.13. a — Układ do dwusygnałowego badania zakłóceń intermodulacyjnych,
b — Obraz widmowy otrzymany na ekranie analizatora widma

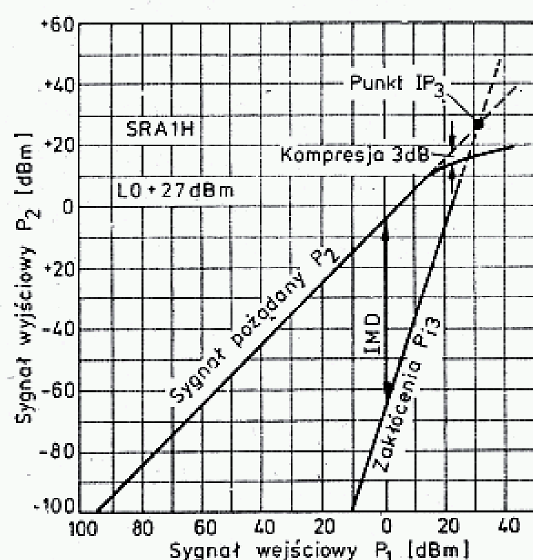
W obrazie widmowym częstotliwości kombinowane będą występowały w postaci prążków, kolejno w odległości $\Delta f = f_2 - f_1$ poniżej i powyżej f_1 i f_2. Są to produkty intermodulacji trzeciego rzędu P_{i3} i piątego rzędu P_{i5}. Produkty P_{i3} opisane są zależnością:

$$u_{23} = k_3 U_1^3 [\cos(2f_1 - f_2)2\pi t + \cos(2f_2 - f_1)2\pi t] \tag{4.27}$$

Jak widać, poziom zakłóceń P_{i3} rośnie z trzecią potęgą napięcia sterującego U_1. Jeszcze szybciej rosną zakłócenia P_{i5}, lecz ich amplitudy są znacznie mniejsze, gdyż k_5 jest bardzo małe, i na ogół nie bierze się ich pod uwagę. Zakłócenia P_{i3} i P_{i5} leżą tak blisko sygnału właściwego f_1 lub f_2, że nie są one oddzielane przez filtr następujący po elemencie nieliniowym, są więc one dalej wzmacniane wraz z sygnałem właściwym.

Przykład: $f_1 = 9000$ kHz, $f_2 = 9\,002$ kHz stąd $2f_1 - f_2 = 8\,998$ kHz, $2\,f_2 - f_1 = 9\,004$ kHz, $3\,f_1 - 2\,f_2 = 8996$ kHz oraz $3\,f_2 - 2\,f_1 = 9\,006$ kHz (rys. 4.3b).

Dla oceny właściwości obwodu nieliniowego należy wykreślić moc wyjściową sygnału P_2 i moc zakłóceń P_{i3} w zależności od mocy sygnału sterującego P_1 (rys. 4.14). Na wykresie moce przedstawiane są w dBm. Przeliczenie na moc w watach lub napięcia można zrobić za pomocą rys. 2.2. Przy małym poziomie sygnału wej-



4.14. Określenie punktu *IP3* na przykładzie mieszacza SRA1H

ściowego P_1, moc sygnału właściwego na wyjściu P_2 jest określona zależnością w mierze decybelowej:

$$P_2 = P_1 + W \tag{4.28}$$

gdzie: W — wzmocnienie badanego elementu [dB].

Gdy element wnosi tłumienie, W przyjmuje wartości ujemne. Przy małym sygnale P_1 zakłócenia intermodulacyjne P_{i3} są tak małe, że giną w szumach układu.

Przy zwiększaniu wysterowania (P_1) w zakresie quasi-liniowym P_2 rośnie zgodnie z zależnością (4.25), zaś moc P_{i3} rośnie trzykrotnie szybciej. Określonym wartościom P_1 odpowiadają określone wartości P_2 i P_{i3}. Różnica poziomu obu mocy na wyjściu określa poziom zakłóceń intermodulacyjnych IMD:

$$IMD = P_2 - P_{i3} \text{ [dB]} \tag{4.29}$$

występujących przy sygnale wejściowym P_1.

Przy dalszym zwiększaniu wysterowania (P_1) zaczyna występować nasycenie i P_2 wzrasta wolniej niż P_1. Dla celów analizy właściwości układu przedłuża się prostoliniowo przebiegi P_2 i P_{i3} aż przetną się w pewnym punkcie oznaczanym jako IP_3. Jest to punkt umowny, nie osiągalny w danym układzie, ze względu na nasycenie, lecz jest on bardzo przydatny do opisu odporności urządzenia na zakłócenia intermodulacyjne. Punkt, w którym spotykają się obie proste P_2 i P_{i3}, czyli IP_3 nosi nazwę punktu przechwycenia (ang.: *Intercept point*) a dla jego określenia podaje się odpowiadającą mu moc sygnału wejściowego P_1 oznaczając tę moc czasami jako IIP_3, lub odpowiadającą mu moc wyjściową P_2, oznaczając tę moc jako OIP_3. W literaturze często podawana jest wartość IP_3 bez podania wrót których ona dotyczy. W podanym przykładzie (rys. 4.14) dotyczącym mieszacza zrównoważonego SRA1H $IIP_3 = +32{,}5$ dBm lub $OIP_3 = +26{,}5$ dBm. Różnica $OIP_3 — IIP_3 = W$ i wynosi $W = -6$ dB, gdyż tyle wynosi tłumienie przemiany

mieszacza. Wartość IP_3 charakteryzuje element pod względem odporności na zakłócenia intermodulacyjne. Z prostej zależności geometrycznej wynika, że

$$IIP_3 = 1/2(P_2 - P_{i3}) + P_1 = 1/2IMD + P_1 \qquad (4.30a)$$

oraz

$$JMD = 2(IIP_3 - P_1) \qquad (4.30b)$$

Zależność ta pozwala na wyznaczenie IP_3 przez pomiar IMD dla danej mocy P_1. W podanym przykładzie dla $P_1 = 0$ dBm, $P_2 = -6$ dBm, $P_{i3} = -71$ dBm i stąd $IMD = P_2 - P_{i3} = -6+71 = 65$ dB, a więc $IP_3 = 0{,}5 \cdot 65 + 0 = 32{,}5$ dBm. Należy przy tym pamiętać, że wzrost wysterowania P_1 o 1 dB zwiększa poziom P_{i3} o 3 dB i zmniejsza IMD o 2 dB.

Tablica 4.3.1

Wartości IIP$_3$ różnych elementów, podzespołów i urządzeń

Lp.	Rodzaj i warunki pracy	Wejściowy IP$_3$ [dBm]
1	Mieszacz SRA 1H przy obciążeniu:	
	— rezystorem 50	+30
	— obwodem LC wąskopasmowym	+8
	— obwodem LC silne stłumionym	+17
	— filtrem pasmowym eliptycznym	+21
	— wzmacniaczem $Z_1 = 50\ \Omega \pm 10°$, 1—80 MHz	+23
	— FET mocy $Z_1 = 50\ \Omega \pm 5°$, 1—108 MHz	+30
2	Filtry wejściowe Czebyszewa na ferrytach	+15 do +46
3	Filtry kwarcowe różnicowe (z cewkami na ferr.)	+30 do +46
4	Mieszacze:	
	— tranzystor dwubramkowy FET 3 N 200	+17
	— układ przeciwsobny 2×3N200	+21
	— układ przeciwsobny 2×CP643	+34
	— diodowy RAY 3	+33
5	Odbiorniki:	
	— Astro 102 BX	−5
	— Astro 150	−3,5
	— Collins KWM 380	+23,5
	— Drake R 4c	−14
	— Drake TR7	+23,5
	— ICOM IC 701	−5
	— ICOM IC 720	+13,8
	— Kenwood TS 120	−11
	— Kenwood TS 180	−21,5
	— Kenwood TS 830	−2,8
	— NEC CQ 110 E	−45,5
	— TFK E863	−26
	— TFK E 1500	+26,5
	— YAESU FT 101 ZD	−12,5
	— YAESU FT 107	−4,3
	— YAESU FT 707	−5,8
	— YAESU FT 902D	−11

Dalszą wartością charakterystyczną jest moc sygnału P_1, przy której występuje jednodecybelowa kompresja sygnału użytecznego. Jest ona oznaczana obecnie jako P_{-1}. Czasami podaje się moc dającą osłabienie o 3 dB jako P_{-3}. W podanym przykładzie $P_{-3} = +20$ dBm. Pełna charakterystyka podzespołu lub układu wymaga podania IP_3, P_{-1}, a ponadto poziomu wyższych harmonicznych, poziomu szumów, izolacji wejścia od wyjścia i ewentualnie współczynnika fali stojącej ϱ, lub tłumienia odbicia A_r. W tablicy (4.3.1) zestawiono wartości IP_3 różnych elementów i gotowych urządzeń.

W urządzeniach odbiorczych o wartości IP_3, odniesionej do wejścia odbiornika, decyduje zazwyczaj mieszacz, który przesterowany silnym sygnałem, czasami w wyniku nadmiernego wzmocnienia stopni wejściowych wytwarza produkty intermodulacyjne przepuszczane przez filtry i wzmacniane wraz z sygnałem właściwym w obwodach p.cz. Na uwagę zasługuje fakt, że produkty *IM* mogą być wytwarzane także w obwodach wejściowych odbiornika, np. we wzmacniaczu wejściowym, na diodach zabezpieczających wejście, w filtrach z cewkami na rdzeniach ferrytowych i innych elementach nieliniowych.

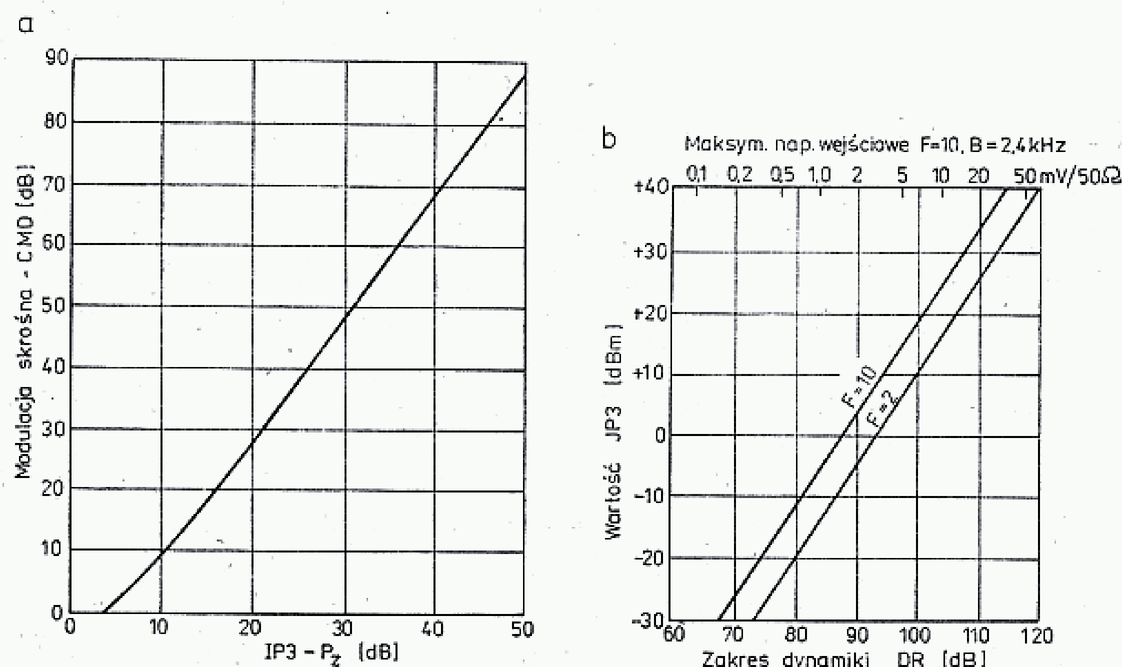
Jeśli oznaczymy wzmocnienie stopni wejściowych przez K (dB), a IIP_3 mieszacza przez IIP_{3m}, to wartość IP_3 na wejściu odbiornika wyniesie $IIP_{3m}-K$, a więc jest o tyle obniżona, ile wynosi wzmocnienie stopni wejściowych. Należy dodać, że zakłócenia intermodulacyjne dotyczą przypadku dostawania się na wejście jednocześnie sygnału właściwego i obcego. Przy doprowadzeniu do wejścia tylko sygnału właściwego zjawisko *IM* nie występuje, natomiast pozostaje tylko generacja wyższych harmonicznych.

W torach nadawczych produkty *IM* mogą powstać w dowolnym przesterowanym stopniu, nawet pracującym na małym poziomie sygnału, np. w mieszaczu SSB lub we wzmacniaczu wstępnym. Wtedy to przy pracy SSB i przy słabym wysterowaniu z mikrofonu na wyjściu nadajnika otrzymuje się czysty sygnał właściwy, lecz przy silniejszym wysterowaniu pojawiają się zakłócenia *IM*, wzmacniane przez dalsze, często prawidłowo zaprojektowane stopnie mocy, a emisji takiej towarzyszy tzw. splatter (ang.: *splatter* — bełkot, niewyraźna mowa). Splatter jest następstwem mieszania sygnału właściwego i całego szeregu produktów kombinowanych modulacji, powstających na nieliniowościach obwodów. Splatter może zajmować bardzo szerokie pasmo, nawet kilkaset kHz, gdyż produkty *IM* mieszczą się swobodnie w paśmie przepuszczania wzmacniacza mocy. Należy podkreślić jeszcze raz, że splatter może być wytwarzany w każdym stopniu toru nadawczego i dlatego do tej sprawy należy przykładać odpowiednią uwagę w czasie projektowania urządzenia nadawczego. W układach nadawczych często podaje się wartość IMD_3 dla określonego poziomu mocy wyjściowej, np. $IMD = -20$ dB przy $P_2 = 10$ W.

4.3.4 Modulacja skrośna

Polega ona na występowaniu modulacji pasożytniczej na sygnale właściwym P_1 wywołanej przez modulowany sygnał zakłócający P_z, przenikający przez obwody wejściowe, lecz leżący poza pasmem odbieranym. Modulacja skrośna występuje tylko w obecności sygnału właściwego P_1 i nie zależy od jego poziomu, natomiast

rośnie z drugą potęgą sygnału zakłócającego P_z. Jest ona wywołana nieliniowością tranzystorów lub innych obwodów, jak np. diod zabezpieczających wejście lub przełączających zakresy. Mierzy się ją podając sygnał właściwy P_1 (CW) i zakłócający P_z z 30% modulacją. Sygnał P_z zwiększa się aż do uzyskania 1% modulacji na sygnale P_1. Odpowiada temu współczynnik modulacji skrośnej $CMD = -30$ dB (ang.: *Cross Modulation Distortion — CMD*).



4.15. a — Poziom modulacji skrośnej (*CMD*) poniżej sygnału właściwego w zależności od różnicy IP3 i sygnału zakłócającego P_z, b — Zakres dynamiki DR w zależności od wartości IP3 i współczynnika szumów *F*. Podano także napięcie maksymalne sygnału, nie wywołujące zakłóceń IM

Na rysunku 4.15 pokazano zależność stosunku modulacji skrośnej do sygnału właściwego *CMD* od różnicy ($IP3-P_z$), [dB] które można opisać wzorem, [7]:

$$CMD = \frac{IP3}{4P_z} - \frac{1}{2} \tag{4.31a}$$

oraz

$$CMD_{dB} = 20\lg CMD \qquad [\text{dB}] \tag{4.31b}$$

Przykład: $IP3 = 30$ dBm, $P_z = 9$ dBm, $\hat{=}$ 630 mV/50 Ω, różnica wynosi 21 dB, odpowiada temu $CMD = 30$ dB. Jeśli zastosować odbiornik o mniejszej odporności na duże sygnały, np. $IP3 = -9{,}5$ dB, to te same zakółcenia skrośne wystąpią już przy sygnale zakłócającym $P_z = -30{,}5$ dBm, czyli 6,7 mV/50 Ω. Dla zwiększenia odporności odbiorników na modulację skrośną, szczególnie w dolnych pasmach KF, wprowadza się tłumiki na wejściu odbiornika, które osłabiając sygnał właściwy, dwukrotnie silniej osłabiają modujację skrośną, np. tłumik 6 dB osłabi sygnał właściwy o 6 dB, lecz modulację skrośną o 12 dB.

4.3.5 Zakres dynamiki urządzeń radiowych

Sygnałowi wejściowemu P_{s1} towarzyszą sygnały intermodulacyjne P_i opisane w p. 4. Przy poziomie sygnału wejściowego P_{sd}, nazywanym dopuszczalnym, zakłócenia intermodulacyjne P_i osiągają poziom progowy szumów P_{np}, czyli $P_i = P_{np}$. Powyżej progu P_{sd} zakłócenia intermodulacyjne stają się bardzo słyszalne, poniżej progu

giną w szumach. Zakres dynamiki odbiornika (ang.: *dynamic range — DR*) lub potocznie dynamika jest określana jako:

$$DR = P_{sd} - P_{s\,min} = \frac{2}{3}(IP3 - P_{np}) \text{ [dB]} \tag{4.29a}$$

Jest to przedział mocy sygnału P_s wolny od zakłóceń.
Maksymalną wartość sygnału nie wywołującego zakłóceń *IM* określa się z zależności:

$$P_{sd} = \frac{1}{3}(2IP3 + P_{np}) \text{ [dBm]} \tag{4.29b}$$

Przykłady:

1. $F = 2$ dB, $B = 2{,}4$ kHz, $IP3 = 30$ dBm, więc $P_{s\,min} = -138{,}2$ dBm oraz $DR = 2/3\ [30-(-138{,}2)] = 112{,}1$ dB, zaś $P_{sd} = 1/3 \cdot (2 \cdot 30 - 138{,}2) = -26{,}1$ dBm $\hat{=}$ 11,1 mV/ /50Ω $\hat{=}$ S9+67 dB.

2. Jeśli szumy są większe, np.: $F = 10$ dB, to $P_{s\,min} = -130{,}2$ dBm, $DR = 106{,}8$ dB, $P_{sd} = -23{,}4$ dBm $\hat{=}$ 15,1 mV $\hat{=}$ S9+70 dB.

3. Jeśli natomiast przy małych szumach $F = 2$ dB, $B = 2{,}4$ kHz, to mniejsza będzie odporność na *IM*, czyli $IP3 = -10$ dBm, więc $P_{s\,min} = -138{,}2$ dBm, lecz $DR = 85$ dB i $P_{sd} = -57{,}8$ dBm.

Z powyższego wynika, że odbiornik bardziej szumiący ma mniejszą dynamikę, lecz większy dopuszczalny sygnał. Gorzej przedstawia się sytuacja w przypadku odbiornika z małym *IP3*, gdyż dynamika jest wtedy znacznie mniejsza i dopuszczalny sygnał także mniejszy.

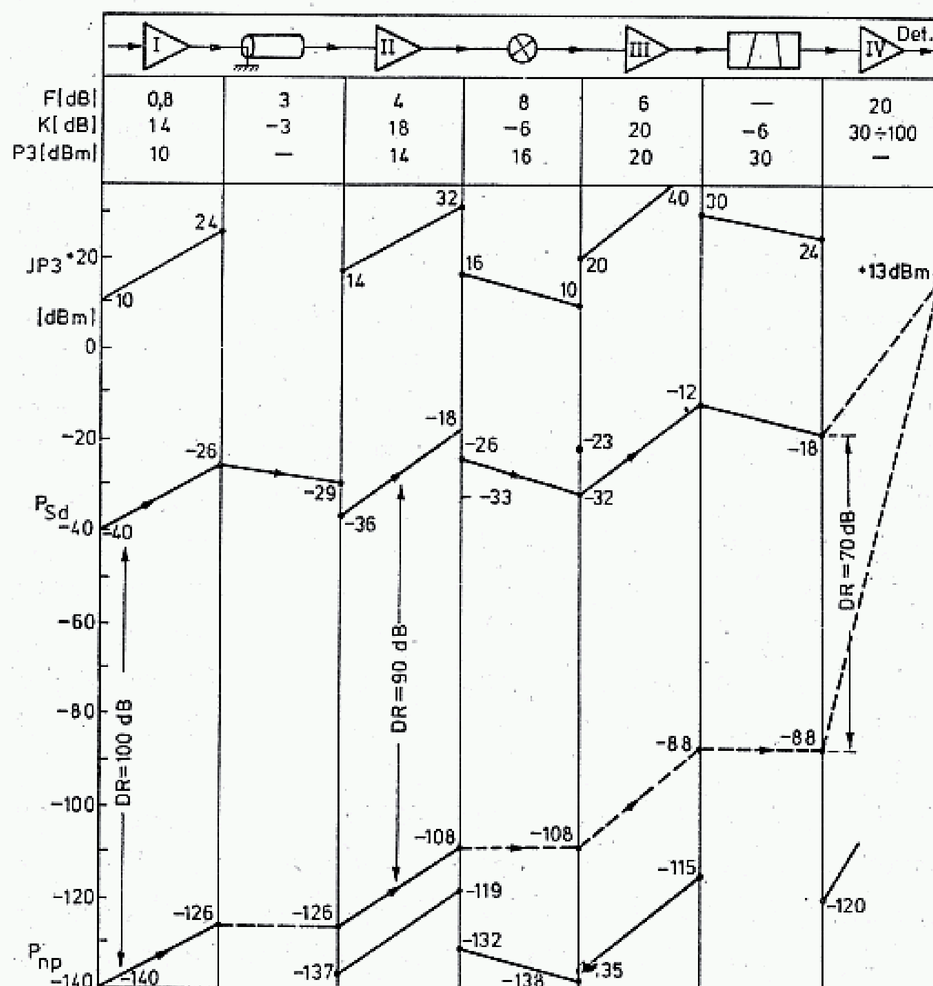
4.4 Korelacja parametrów podzespołów odbiornika

W czasie projektowania odbiornika należy dopasować parametry poszczególnych podzespołów dla wykorzystania ich możliwości i utrzymania dużej dynamiki odbiornika. W odbiornikach specjalnych dąży się albo do uzyskania dużej dynamiki albo dużej czułości, albo, co jest trudniejsze — do uzyskania obu tych zalet jednocześnie. Znając parametry podzespołów: *IP3*, wzmocnienie *K* lub tłumienie, współczynników szumów *F* i zakładając określone pasmo przenoszenia p.cz., np. $B = 2400$ Hz, można określić dla każdego podzespołu szumy progowe P_{np} i dopuszczalny sygnał P_{sd} (wzory 4.8c i 4.29).

Tak obliczone wartości nie są zbyt dokładne, gdyż już same wartości *IP3* i *F* zależą od metody pomiaru i interpretacji wyników, zaś podane wzory są przybliżone. Niemniej jednak powyższe dane mogą posłużyć do analizy układu. Analizę taką można najłatwiej przeprowadzić metodą podaną przez PA Ø SU [15] stosując dodatkowe upraszczające założenia, że obwody bierne (kabel, filtry, mieszacz diodowy) wnoszą tłumienie sygnału, lecz szumy nie ulegają zmianie, gdyż do osłabionych szumów dodają się szumy własne obwodów oraz wynikające z niedopasowania. Metodę tę najlepiej można wyjaśnić na przyładzie (rys. 4.16).

Na wejściu odbiornika znajduje się wzmacniacz *I* o parametrach: $P_{np} = -140$ dBm i $P_{sd} = -40$ dBm, a więc o dynamice $DR = 140-40 = 100$ dB.

Prześledźmy czy dynamikę tę można otrzymać. Po wzmocnieniu sygnału i szumów $K = 14$ dB i przejściu przez kabel o wzmocnieniu -3 dB otrzymuje się na wyjściu kabla: $P_{np} = -126$ dBm i $P_{sd} = -29$ dBm, czyli następuje obniżenie dynamiki o 3 dB. Wynika to z przyjętego założenia, że obwody bierne nie zmieniają poziomu szumów.



4.16. Rozkład poziomów szumów, sygnału dopuszczalnego P_{sd} i IP3 w poszczególnych stopniach odbiornika

Szum progowy i sygnał dopuszczalny z wyjścia kabla spotykają się z wejściem wzmacniacza *II* o parametrach $P_{np} = -137$ dBm i $P_{sd} = -36$ dBm. Dołączenie tego wzmacniacza nie wywoła więc istotnego dodania szumów do układu, lecz poziom sygnału $P_{sd} = -29$ dBm na wyjściu kabla jest o 7 dB za wysoki dla wzmacniacza *II*. Należy więc P_{sd} obniżyć do poziomu -36 dBm, a tym samym dynamikę do $DR = 126-36 = 90$ dB. Po wzmocnieniu $K = 18$ dB przez wzmacniacz *II* do mieszacza doprowadzane są szumy $P_{np} = -108$ dBm i sygnał $P_{sd} = -18$ dBm. Sam mieszacz ma $P_{sd} = -33$ dBm, lecz uwzględniając wyższy poziom szumów, które ukryją wyższe zakłócenia *IM*, można sygnał dopuszczalny podnieść do poziomu $P_{sd} = -26$ dB. Mimo to nadal nie zostaną wykorzystane możliwości stopni poprzedzających i dynamika obniży się do $DR = 108-26 = 82$ dB.

Pierwszy szerokopasmowy wzmacniacz p.cz. ma szumy własne znacznie niższe od otrzymanych po mieszaczu (-135 dBm i -108 dBm). Uwzględniając w tym momencie próg szumowy odbiornika $P_{np} = -108$ dBm i $IP3 = 20$ dBm

otrzymuje się sygnał dopuszczalny dla wzmacniacza *III* $P_{sd} = -23$ dBm. Nie będzie on wykorzystany, gdyż po mieszaczu można otrzymać najwyżej $P_{sd} = -32$ dBm, czyli dynamika tego wzmacniacza jest w dużym stopniu niewykorzystana i można by stosować wzmacniacz o $IP3 = 6$ dBm zamiast 20 dBm i o większych szumach. Po wzmacniaczu *III* otrzymuje się szumy i sygnał dopuszczalny: $P_{np} = -88$ dBm i $P_{sd} = -12$ dBm. Po przejściu przez filtr kwarcowy z $B = 2400$ Hz otrzymuje się $P_{np} = -88$ dBm i $P_{sd} = -18$ dBm i dynamikę $DR = 70$ dB.

Kolejny wielostopniowy wzmacniacz p.cz. może mieć szumy własne na poziomie np. 100 dBm ($F = 40$ dB), natomiast wzmocnienie powinno doprowadzić sygnały do poziomu potrzebnego dla detekcji, tj. około +13 dBm (1 V/50 Ω). Narzuca to maksymalne wzmocnienie $K_{max} = +13-(-88) = 101$ dB i minimalne 31 dB, a więc ARW powinno mieć zakres regulacji 70 dB.

Licząc teraz w stronę przeciwną uzyska się dopuszczalny sygnał wejściowy odbiornika $P_{sd1} = -140+70 = -70$ dBm, co odpowiada S 9+23 dB. Powyżej tego poziomu sygnału pojawią się zakłócenia intermodulacyjne. Poziom progowy $P_{s\,min} = -140$ dBm odpowiada S 1. Gdyby odrzucić przedwzmacniacz *I*, to minimalny sygnał na wejściu kabla $P_{s\,min} = -137+3 = -134$ dBm, czyli około S 2.

Jeśli pominąć także wzmacniacz *II*, to $P_{s\,min} = -132+3 = -129$ dBm (S 3), lecz za to dynamika wyniesie $DR = 132-33 = 99$ dB. W tym przypadku jednak wzmacniacz *III* powinien mieć $F = 3$ dB, a całkowite wzmocnienie p.cz. powinno wynosić ponad 150 dB, co może nastręczać dużych trudności, ze względu na wzbudzenie się układu oraz szumy własne p.cz. Odbiornik taki będzie miał jednak czułość tylko S3.

Na koniec należy dodać, że kryterium dynamiki DR trójsygnałowej (P_s, P_z i P_{i3}) jest mniej krytyczne niż dwusygnałowej D_2, gdyż w praktyce rzadko występują jednocześnie dwa silne sygnały P_s i P_z, zaś zakłócenia intermodulacyjne P_{i3} mają widmo prążkowe, co pozwala na znalezienie wolnego miejsca do pracy mimo zakłóceń *IM*. Natomiast ograniczenie dynamiki przez szumy fazowe odbiornika, bądź nadajnika dotyczą całego pasma.

W większości przypadków odbiornik o dużej dynamice dwusygnałowej D_2 ma także dużą dynamikę trójsygnałową DR, lecz wniosek odwrotny nie byłby prawdziwy. Poza tym radioamator może na drodze konstrukcyjnej uzyskać dużą dynamikę własnego odbiornika zarówno dwusygnałową, jak i trójsygnałową, lecz jest bezsilny wobec sygnału stacji zakłócającej, emitującej w szerokim pasmie duże szumy fazowe lub zakłócenia intermodulacyjne w postaci splatteru.

Wykaz literatury do rozdz. 4

1. Praca zbiorowa: *Poradnik radioamatora*; WKŁ, Warszawa 1984.
2. Chojnacki W. SP5QU: *Układy nadawcze i odbiorcze dla krótkofalowców*; WKŁ, Warszawa 1979.
3. Filipkowski A.: *Układy elektroniczne, analogowe i cyfrowe*; WNT, Warszawa 1978.
4. Hasse L., Spiralski L.: *Szumy elementów i układów elektronicznych*; WNT, Warszawa 1981.
5. Adey W. WB6DEX: *Synchronous Weak Signal Detection with Real Time Averaging*; QST 12/1968.

6. Kałusznikow H.: *Sistemy swjazi czerez ISZ*; Swjaz 1969.
7. Fisk J., W1DTY: *Receiver noise figure, sensitivity and dynamic range-What the numbers mean*; Ham Radio 10/1975.
8. Dobricic D., YU1AW: *Bestimmen der Parameter eines Empfangssystems durch Messen Kosmischer Radioquellen*; UKW Berichte 2/1983.
9 Suckling Ch., G3WDG: *Measurement of receiver noise figure using ground noise*; Radio Communication 1/1982.
10. Hoch G. DL6WU: *Bestimmung der Empfindlichkeit von Empfangsanlagen mittels Sonnenrauschen*: UKW Berichte 4/1979.
11. Martin M. DJ7VY: *Rauscharmer UKW Oszillator...*; UKW Berichte 4/1980.
12. Asbrink L. SM5BSZ: *Der Dynamikbereich von 2m Geräten*; UKW Berichte 4/1981.
13. Rohde U. DJ2LR: *Effects of noise in receiving systems*; Ham Radio 11/1977.
14. Doug De Maw, W1CER: *VFO design techniques for improved stability*; Ham Radio 6/1976.
15. Rutgers H. PAØSU: *Gain distribution of „Versterkingsverdeling in ontvangers"*; Electron 8/82 Eindhoven, Holandia
16. Jeżewski M., Szkudliński W.: *Generatory synchronizowane i ich zastosowania*; WNT, Warszawa 1981.
17. Rohde U. DJ2LR: *Evaluating Noise Sideband Performance in Oscillator*; Ham Radio 10/1978.
18. Eugen Berberich, DL8ZX: *Ein Spectrumanalysator für Amateure*; UKW Berichte 2/1976.
19. Kestler J. DK10F: *Ein Transverter 145 MHz/29 MHz*; UKW Berichte 1/1980.

5

UKŁADY PODSTAWOWE

5.1 Układy generacyjne

5.1.1 Rodzaje generatorów i ich właściwości

5.1.1.1 Wprowadzenie

Generator jest jednym z podstawowych układów w urządzeniach radiowych. Wytwarza on drgania (przebiegi) w.cz. wykorzystywane do sterowania mieszaczy i/lub wzmacniaczy mocy. Przyjmuje się, że generator sterujący mieszacz nazywany jest heterodyną. Generator zawiera człon samowzbudny nazywany oscylatorem oraz człony separujące, filtrujące, stabilizujące i wzmacniające drgania w.cz. Wielkościami charakteryzującymi generator są: częstotliwość, jej stabilność i zakres przestrajania, moc wyjściowa, szumy amplitudowe i fazowe, sygnały uboczne (harmoniczne, fałszywe) i rezystancja dopasowania.

5.1.1.2 Stałość częstotliwości

Stałość częstotliwości generatorów określana jest miarą bezwzględną w postaci odchylenia Δf [Hz] od częstotliwości założonej f_g lub miarą względną w postaci stosunku $\Delta f/f_g$ w jednostkach ppm, czyli części na milion (10^{-6}) lub [Hz/MHz]. Rozróżnia się stałość długoterminową (miesiące) — dotyczy ona wzorców częstotliwości, krótkoterminową (godziny) — dotyczy ona zmian częstotliwości urządzenia w czasie doraźnej pracy (QSO) oraz niestałość początkową, występującą w czasie pierwszych minut po włączeniu urządzenia.

Powolną zmianę częstotliwości nazywa się dryftem częstotliwości (ang.: *drift* — płynięcie)[1]. Dryft może mieć tendencję dodatnią, ujemną lub zmienną. Wzorce częstotliwości powinny mieć dryft nie większy niż 0,01 ppm (10^{-8}) na rok oraz dokładnie określoną częstotliwość wyjściową i układ pomiarowy. Pracują one zazwyczaj w termostacie. Przy szczególnych wymaganiach wzorce te porównuje się, a nawet synchronizuje z wzorcami międzynarodowymi, np. WWV, Warszawa I na 227 kHz ($10^{-11} \div 10^{-13}$).

---

[1] Czasem jest stosowane słowo: dryf.

W popularnych urządzeniach radiowych i częstościomierzach nie stosuje się termostatów i uzyskuje stałość 0,1 do 1 ppm. W urządzeniach tych stabilizacja warunków pracy następuje po kilku minutach od włączenia, po czym dryft częstotliwości przy częstotliwości 144 MHz nie powinien przekraczać 100 Hz/h, a w urządzeniach lampowych 500 Hz/h. W urządzeniach ze skalą cyfrową niewielki dryft nie stwarza problemu, gdyż można go łatwo skorygować na podstawie odczytów ze skali cyfrowej.

Dokładność skalowania skali cyfrowej, a więc generatora wzorcowego, powinna zapewniać błąd wskazań nie większy niż ±1 wartości najniższej cyfry wskazywanej na skali, najczęściej więc ±100 Hz. W urządzeniach ze skalą analogową konieczne jest stosowanie kalibratora (generatora wzorcowego).

W dobrych urządzeniach korektę ustawienia skali analogowej przeprowadza się w jednym, najwyżej w dwóch miejscach skali. W urządzeniach gorszych skalowanie należy sprawdzać nawet co 100 kHz. Rozdzielczość skali analogowej wynosi na ogół 10 kHz, przy czym na gałce mogą być dodatkowe znaczniki co około 1 kHz.

W urządzeniach FM dopuszcza się dryft krótkoterminowy do 1 kHz.

5.1.1.3 Rodzaje generatorów

W zależności od sposobu stabilizacji i przestrajania rozróżnia się następujące rodzaje generatorów:

— VFO — z oscylatorem LC przestrajanym kondensatorem, rzadziej cewką,
— RC — najczęściej stosowane w zakresie m.cz. — nie będą opisywane,
— XO — z oscylatorem stabilizowanym kwarcem (ang.: *X-tal oscillator*),
— VXO — z oscylatorem kwarcowym przeciąganym (ang.: *variable XO*),
— VCO — z oscylatorem LC przestrajanym warikapem (ang.: *voltage controlled oscillator*),
— GSPF — generator synchronizowany pętlą fazową; stosowany jest także skrót: generator PLL (ang.: *phase locked loop — PLL*),
— Super VFO — lub premikser — w którym częstotliwość wyjściową uzyskuje się w wyniku sumowania częstotliwości najczęściej XO i VFO.

Największą stabilność i najmniejsze szumy fazowe (rys. 4.9) uzyskuje się w oscylatorach o największej dobroci, a więc XO. Przy przeciąganiu częstotliwości (VXO) przy znacznym odstrojeniu stałość i szumy pogarszają się, lecz są nadal znacznie lepsze niż w zwykłym VFO. Oscylatory VCO przestrajane warikapem mogą uzyskać dużą stabilność, szczególnie w układach PLL, lecz mają znaczne szumy fazowe.

5.1.1.4 Częstotliwości harmoniczne i uboczne

Wszystkie oscylatory mają elementy nieliniowe ograniczające amplitudę drgań. Elementy te powodują generację harmonicznych. W pewnych układach harmoniczne oscylatora wykorzystuje się do powielania częstotliwości lub do synchronizacji

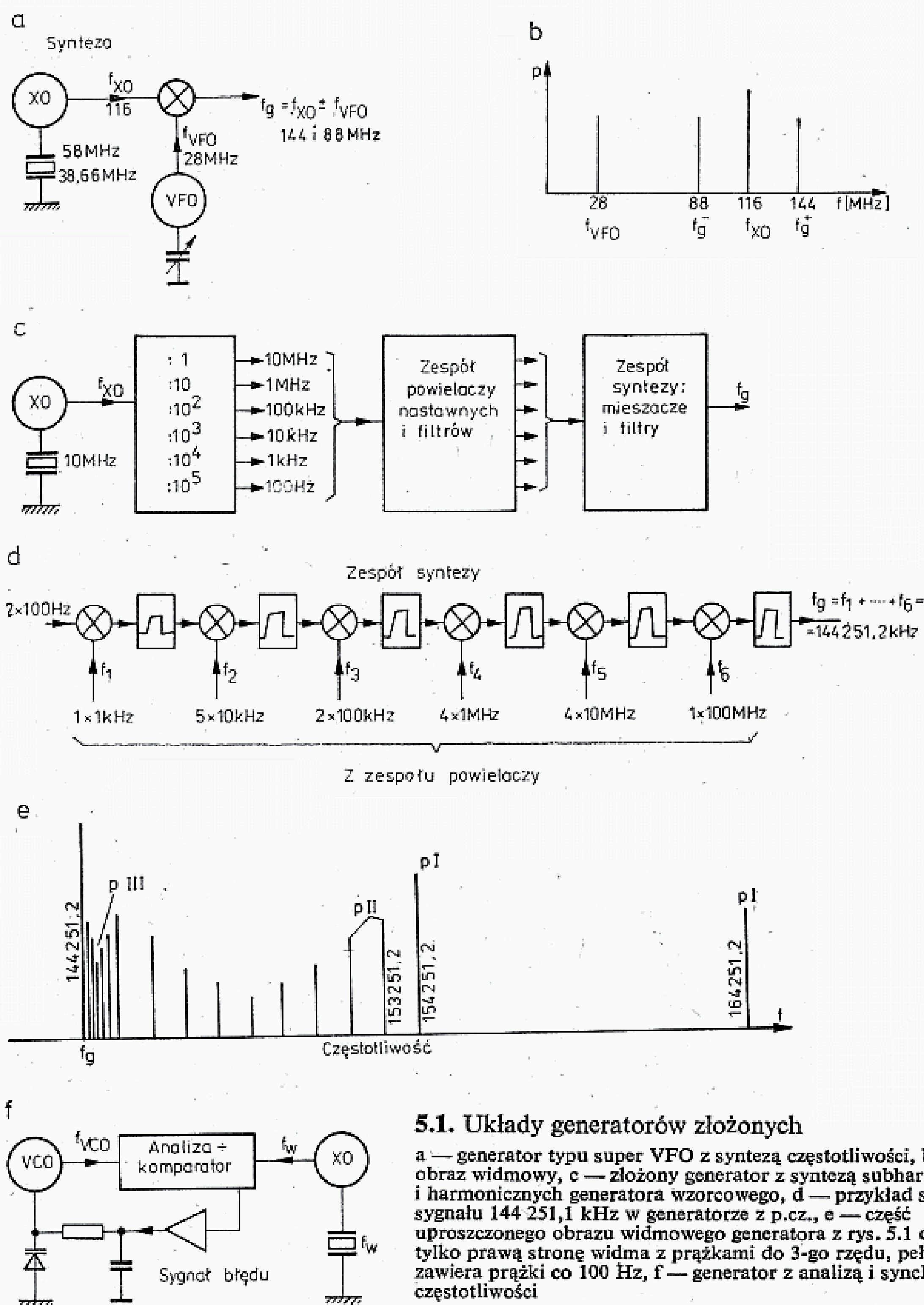
innych, mniej stabilnych oscylatorów, albo na drodze syntezy, do uzyskiwania częstotliwości pochodnych. We wszystkich układach niepożądane harmoniczne dostając się na wejście odbiornika wywołują sygnały fałszywe, gwizdy interferencyjne i zniekształcenia intermodulacyjne. Im więcej w układzie jest generatorów i stopni przemiany częstotliwości, tym ryzyko zniekształceń w odbiorniku jest większe. W dobrym odbiorniku poziom sygnałów fałszywych nie powinien przekraczać szumów progowych, a sporadycznie najwyżej o 1 do 3 dB. Harmoniczne i ich kombinacje, pojawiające się w torze nadawczym, stają się przyczyną zakłóceń radiowych i telewizyjnych (BCI i TVI).

Aby zmniejszyć poziom sygnałów fałszywych należy:

— formować sygnały przy minimalnych poziomach, na liniowych zakresach pracy elementów aktywnych (poniżej 10 dBm $\hat{=}$ 10 mW),
— eliminować zbędne sprzężenia elektrostatyczne i magnetyczne między obwodami, a nawet przewodami,
— stosować szerokopasmowe filtrowanie i stabilizowanie zasilaczy, często stosować dodatkowe elementy filtracji RC lub LC,
— hermetycznie ekranować oscylatory i dzielniki TTL oraz zasilać je z odrębnego zasilacza (rys. 3.122).
— stosować w torach generatorów i wzmacniaczy po każdej zmianie częstotliwości i na wyjściu (rozdz. 3.7) dopasowane impedancyjnie filtry środkowo- lub dolnoprzepustowe,
— montować poszczególne układy jako oddzielne podzespoły i dobierać właściwe punkty dołączenia do masy,
— stosować zasady montażu UKF, tj. z minimalnymi indukcyjnościami doprowadzeń.

5.1.1.5 Układy z syntezą częstotliwości

Stosowane są dwa układy: z syntezą prostą, premiksery, oraz z syntezą złożoną — syntezery harmonicznych. Przy syntezie prostej podstawą jest stabilny XO pracujący na częstotliwości f_{XO} zbliżonej do żądanej częstotliwości generatora f_g oraz stabilne VFO przestrajane w niedużych granicach ($\pm 5\%$ do $\pm 10\%$). Dryft bezwzględny Δf VFO pracującego w zakresie $2 \div 20$ MHz może być utrzymany w granicach $50 \div 500$ Hz na godzinę i taki dryft będzie miał generator na częstotliwości f_g. W wyniku mieszania częstotliwości obu oscylatorów (rys. 5.1) otrzymuje się dwie częstotliwości: $f_g^+ = f_{XO} + f_{VFO}$ oraz $f_g^- = f_{XO} - f_{VFO}$. Ta druga jest nazywana częstotliwością lustrzaną. Na przykład jeśli $f_{XO} = 116$ MHz i $f_{VFO} = 28$ MHz, to otrzyma się $f_g^+ = 144$ MHz i $f_g^- = 88$ MHz. W procesie mieszania, nawet jeśli sygnały oscylatorów były czyste, otrzymuje się ciągi harmonicznych: $2f_{XO}$, $3f_{XO}$, ..., $2f_{VFO}$, $3f_{VFO}$ ... itd. oraz częstotliwości kombinowane, np. $2f_{VFO} - f_{XO}$. Jeśli f_{VFO} jest duża (28 MHz), to częstotliwości lustrzane, harmoniczne i kombinacyjne są łatwiejsze do odfiltrowania, lecz stałość częstotliwości takiego VFO jest mniejsza. Przy małych częstotliwościach VFO sytuacja jest odwrotna. Dlatego też stosuje się dwukrotną syntezę, np. $f_{VFO} = 5{,}0 - 5{,}5$ MHz, $f_{XO1} = 23$ MHz, co daje $f_{g1} = 28{,}0 - 28{,}5$ MHz z dobrą stabilnością, a następnie sygnał ten miesza się z $f_{g2} = 116$ MHz wchodząc



5.1. Układy generatorów złożonych

a — generator typu super VFO z syntezą częstotliwości, b — jego obraz widmowy, c — złożony generator z syntezą subharmonicznych i harmonicznych generatora wzorcowego, d — przykład syntezy sygnału 144 251,1 kHz w generatorze z p.cz., e — część uproszczonego obrazu widmowego generatora z rys. 5.1 d; pokazano tylko prawą stronę widma z prążkami do 3-go rzędu, pełny obraz zawiera prążki co 100 Hz, f — generator z analizą i synchronizacją częstotliwości

w zakres UKF. Dla pokrycia całego pasma 144—146 MHz potrzebne są wtedy cztery oscylatory o częstotliwościach 23,0 MHz, 23,5 MHz, 24,0 MHz i 24,5 MHz. Wadą tego układu jest występowanie wielu słabych prążków, trudnych do odfiltrowania.

W urządzeniach profesjonalnych [2] stosowane są, a dawniej spotykało się także w urządzeniach amatorskich, układy z syntezą wielokrotną generatorów harmonicznych wtórnych, synchronicznych. Z bardzo stabilnego generatora wzorcowego w termostacie najczęściej 10 MHz lub 5 MHz uzyskuje się drogą podziału i powielania równie stabilne częstotliwości pochodnę: 100 MHz, 1 MHz, 100 kHz, 10 kHz, 1 kHz i 100 Hz.

Każdy z generatorów wtórnych generuje widmo prążkowe (grzebień). Przełączane filtry pozwalają na wybranie żądanego prążka z każdego generatora. Na drodze kolejnego dodawania i filtrowania częstotliwości poszczególnych prążków otrzymuje się sygnał wyjściowy f_g o takiej stabilności, jaką ma generator wzorcowy f_w. Na rysunku 5.1d pokazano sposób otrzymania częstotliwości f_g = = 144 251,2 kHz.

Częstotliwości f_g^+ towarzyszy widmo prążkowe pierwszego rzędu P_I co 10 MHz. Prążkom tym towarzyszą prążki drugiego rzędu P_{II} co 1 MHz, dalej P_{III} co 100 kHz itd. Mimo starannego filtrowania na poszczególnych stopniach nie można ograniczyć poziomu maksymalnych prążków bardziej niż o 30 dB, co jest zdecydowanie niewystarczające.

Dla płynnego przestrajania generator o najmniejszej częstotliwości, np. 1 kHz, może być wykonany jako VFO. Układy takie nadają się do pracy na ściśle określonych częstotliwościach (kanałach).

5.1.1.6 Układy z analizą częstotliwości

W układach syntezy częstotliwości występują znaczne trudności z odfiltrowaniem częstotliwości ubocznych, gdyż do mieszacza doprowadzane są dwa prądy w.cz. dające na jego wyjściu dwa ciągi harmonicznych i ich kombinacje. Sam oscylator wytwarza jeden ciąg harmonicznych, które, przy prawidłowym zaprojektowaniu mogą mieć bardzo małą wartość oraz są łatwe do odfiltrowania. Jeśli częstotliwość takiego oscylatora f_s podda się analizie przez porównanie z częstotliwością wzorcową f_w, to uzyskany sygnał błędu może być wykorzystany w układzie ujemnego sprzężenia zwrotnego do korekty częstotliwości oscylatora f_s (rys. 5.1f). Jako oscylator stosuje się układ VCO z podstrajaniem warikapem. Obie częstotliwości: f_w i f_s, po odpowiednim przetworzeniu (podziale) doprowadzane są do komparatora częstotliwości i fazy. Na wyjściu komparatora uzyskuje się napięcie błędu sterujące warikap.

W układach tych stosuje się analizę częstotliwości, jednak w literaturze spotyka się często mniej odpowiednie określenie „syntezer" lub „syntezator", będące odpowiednikiem angielskiego słowa *sintesizer*.

Wadą syntezerów są większe szumy fazowe oraz możliwość promieniowania licznych prążków przez generatory pomocnicze i dzielniki TTL, a także złożoność układu.

5.1.1.7 Zasady projektowania i wykonywania generatorów

Przy projektowaniu i wykonywaniu generatorów odpowiadających współczesnym wymaganiom należy przestrzegać następujących zasad.

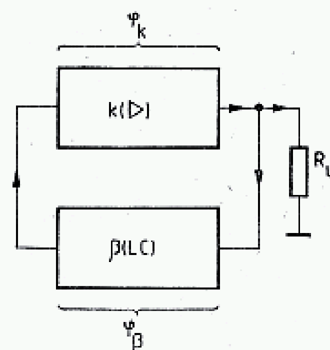
1. Konstrukcje VFO, VCO, XO, VXO muszą być bardzo sztywne, nie ulegać chwilowym ani trwałym deformacjom, być wolne od mikrofonowania. Ekran musi tworzyć zwartą, zamkniętą skorupę, a ścianki powinny być odległe w szczególności od cewek. Pokrywa powinna być w wielu miejscach łączona z bokami (patrz rozdz. 3.5.4). Przepusty elementów ruchomych powinny być oddzielone

sprzęgłem izolacyjnym (rys. 3.121), zaś wszelkie doprowadzenia prawidłowo ekranowane (rozdz. 3.12).

2. Kompensacją termiczną należy obejmować cały generator i kończyć ją po termicznym „starzeniu" układu. Starzenie termiczne polega na kilkakrotnym zagrzaniu generatora do około 60°C (np. w piekarniku) i ochłodzeniu do +5°C (lodówka). Po każdej wymianie kondensatora związanej z lutowaniem należy odczekać co najmniej 1 godzinę, a lepiej wykonać jeden cykl starzenia. Dobrą kompensację termiczną w określonym przedziale temperatur można uzyskać, jeśli przeprowadza się ją bez pośpiechu. Wykonywanie kompensacji w ciągu 1—2 tygodni nie jest przesadą.

3. Niestabilność częstotliwości wywoływana jest nagrzewaniem się tranzystorów i diod pod wpływem płynących przez nie prądów stałych oraz cewek i kondensatorów nagrzewanych prądami w.cz.. Korzystne jest stosowanie kondensatorów równoległych, gdyż mniej się nagrzewają i łatwiej jest dobrać właściwy wypadkowy TWP (wzory 3.38 i 3.39). Należy unikać stosowania cewek na rdzeniach ferrytowych. Rdzenie można wprowadzać tylko dla drobnej korekty i to od strony zimnego końca cewki. Cewki można mechanicznie stabilizować klejem epoksydowym bez wypełniaczy, lecz należy używać go jak najmniej, gdyż obniża on dobroć cewek. Najkorzystniejsze są cewki z CuAg nawinięte na porcelanowy lub balitowy karkas, umieszczone w ekranie przy zachowaniu odległości od ścianek 2—3 krotnie większej od średnicy cewek. Karkasy z tworzyw sztucznych mogą być stosowane jedynie w przypadku mniejszych wymagań. Kondensatory w obwodzie rezonansowym powinny być polistyrenowe i powietrzne. Kondensatory mikowe mają mały TWP i dużą dobroć, lecz zdarzają się wśród nich niestabilne w czasie (rozdz. 3.3).

4. Obwody rezonansowe powinny mieć jak największą dobroć Q_n, co wymaga dużego stosunku L/C (p. rozdz. 3.3÷3.5) i być możliwie słabo sprzężone z tranzystorem i stopniem następnym, by dobroć robocza Q_0 była nadal duża (rys.



5.2. Generator samowzbudny składa się ze wzmacniacza K i obwodu rezonansowego LC w pętli sprzężenia zwrotnego

4.8e,). Oscylator powinien być oddzielony od stopnia wyjściowego za pomocą stopnia aperiodycznego.

5. Należy stosować małoszumne tranzystory z częstotliwością graniczną kilkakrotnie większą od roboczej. Tranzystory bipolarne i polowe dają równorzędne wyniki, lecz tranzystory polowe dają układy nieco prostsze i mniej krytyczne w doborze punktu pracy oraz mają mniejsze szumy $1/f$. Należy preferować tranzystory o większym wzmocnieniu, jednak niezbyt dużym ($\beta < 200$), gdyż dużym wzmocnieniom towarzyszą zwykle większe szumy strukturalne tranzystora. Należy także preferować tranzystory o większej mocy, mimo że się jej nie wykorzystuje.

6. Warikapy stosowane w VCO powinny pracować przy dużym ujemnym napięciu polaryzacji i zmieniać pojemność w małym (liniowym) zakresie. Wymaga to małych pojemności dodatkowych w układzie lub łączenia równoległego warikapów. Warikapy powinny być kompensowane termicznie włączonymi w szereg diodami krzemowymi.

7. Napięcia zasilające muszą być starannie odfiltrowane dla całego zakresu widmowego. Diody Zenera bardzo szumią i nie mogą być stosowane bezpośrednio w układzie napięcia polaryzującego warikapy i tranzystory. Wrażliwość generatorów VCO wynosi często 1 kHz/mV, stąd niewielkie szumy napięcia zasilającego przetwarzane są w znaczne szumy fazowe.

5.1.2 Generatory LC-VFO i VCO

5.1.2.1 Podstawowe układy oscylatorów

Z teorii układów generacyjnych [5] wynika, że dla powstania i utrzymania się drgań niegasnących muszą być spełnione warunki amplitudy i fazy:

$$K\beta \geqslant 1 \quad \text{oraz} \tag{5.1}$$

$$\arg K + \arg\beta = 0 \quad \text{lub} \quad \varphi_K + \varphi_\beta = 360° \mathrel{\widehat{=}} 0° \tag{5.2}$$

co oznacza, że wzmocnienie K musi z nadwyżką pokrywać osłabienie β wnoszone przez obwód sprzężenia zwrotnego (rys. 5.2), zaś drgania będą miały częstotliwość, przy której spełniony jest warunek fazy (5.2). W prostym oscylatorze tranzystorowym warunek amplitudy i fazy jest realizowany w zamkniętym obwodzie złożonym z trzech reaktancji. Z warunku fazy (5.2) wynika zależność (rys. 5.3a):

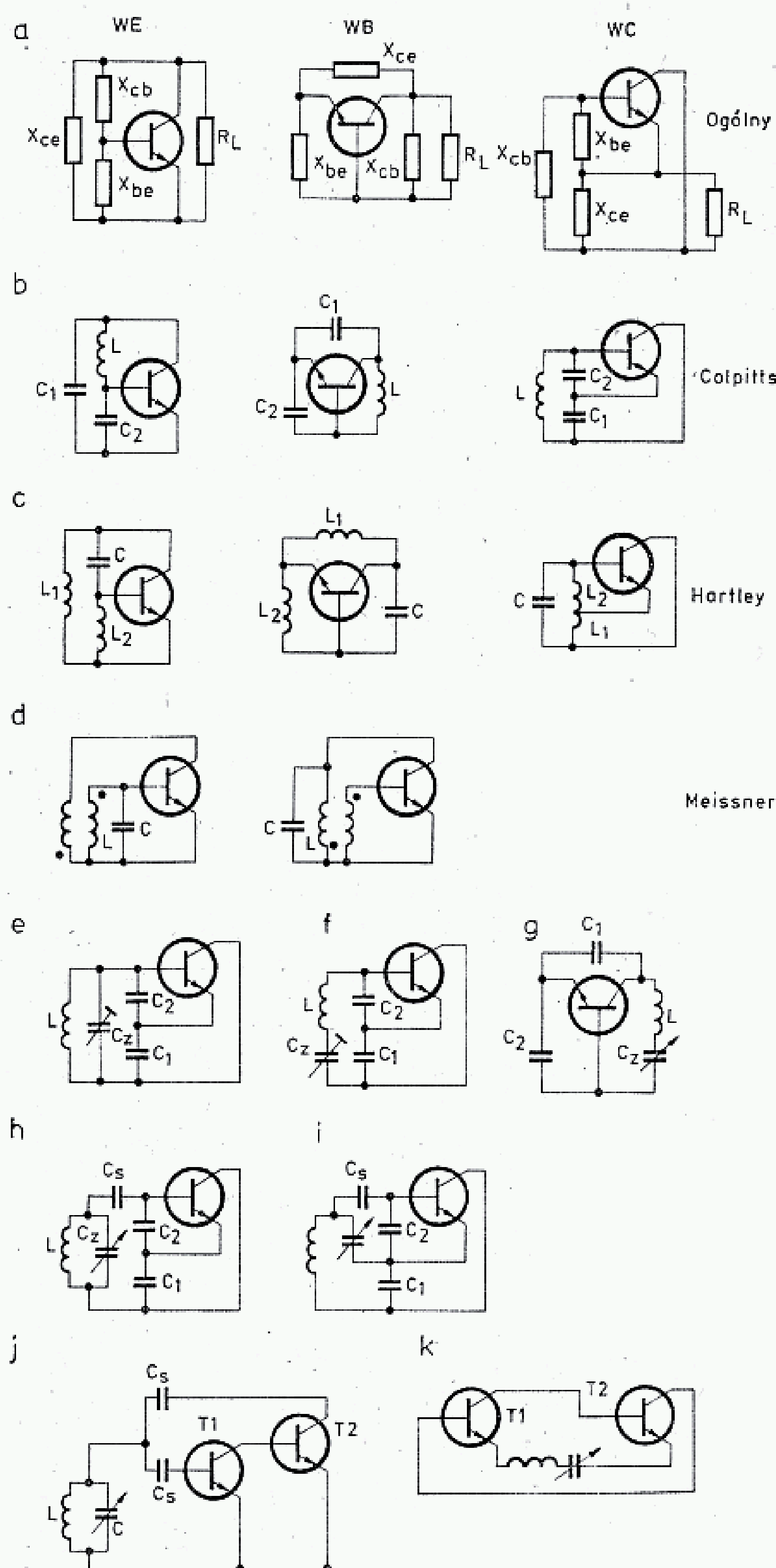
$$X_{CE} + X_{CB} + X_{BE} = 0 \tag{5.3}$$

co oznacza, że reaktancja X_{CB} musi mieć znak przeciwny w stosunku do pozostałych. Warunek amplitudy realizowany jest przez odpowiedni podział napięcia U_{CB} dzielnikiem $X_{CE} + X_{EB}$. Podstawiając konkretne elementy indukcyjne i pojemnościowe do układu ogólnego otrzymuje się układy podstawowe: Colpittsa (rys. 5.3b) i Hartleya (rys. 5.3c). Różnią się one sposobem podziału napięcia.

Poza tymi układami jednotranzystorowymi oscylacje można wzbudzać w układzie Meissnera, w którym odwrócenie fazy uzyskuje się przy pomocy transformatora (rys. 5.3d). Na schematach, dla narzucenia warunków fazowych, kropką oznacza się początki uzwojeń, robiąc jednocześnie założenie, że wszystkie uzwojenia nawijane są w jednym kierunku. W oscylatorze Meissnera częstotliwość generacji narzucona jest przez obwód rezonansowy włączony w obwód kolektora lub bazy.

W schematach na rys. 5.3 pominięto obwody zasilania, polaryzacji, blokowania i obciążenia, a także nie wyróżniono miejsca obwodu dołączonego do masy. Pozwala to na elastyczną interpretację układu oscylatora i umowne, dowolne dołączenie masy, tworząc układy WE, WB lub WC.

W podstawowych układach Colpittsa i Hartleya stopień sprzężenia z tranzystorem (warunek amplitudy) uzależniony jest od stosunku C_2 do C_1, względnie L_2 do L_1, zaś w układzie Meissnera zależy od stosunku liczby zwojów i wielkości sprzężenia obu cewek.



5.3. Podstawowe układy generatorów **LC** przestrajanych — VFO
W układach pokazno tylko obwody w.cz.

a — schemat ogólny generatora w wersji wspólnego emitera, bazy i kolektora,
b — układ Colpittsa,
c — układ Hartleya,
d — układ Meissnera,
e — układ Colpittsa przestrajany kondensatorem C_z,
f — układ Clappa,
g — układ Rakara,
h — układ Seilera,
i — układ Vackara,
j — układ Franklina,
k — układ Butlera

VFO może być przestrajane przez zmianę pojemności lub indukcyjności. Przestrajanie przez zmianę indukcyjności jest wśród radioamatorów mniej popularne, choć i ono ma wiele zalet. Przestrajać można wprowadzając do cewki rdzeń ferrytowy, co powoduje zmniejszenie częstotliwości, lub metalowy (aluminium, miedź), co powoduje zwiększenie częstotliwości. Przestrajać można także tarczą miedzianą o zmiennym promieniu, zbliżoną do końca zimnego cewki. Układy te zajmują mniej miejsca niż układy z kondensatorem obrotowym, lecz wymagają indywidualnego

wykonania układu napędowego. Ich dalszą zaletą jest łatwość uzyskania skali o kącie 360°, co w układach z kondensatorem zmiennym wymaga stosowania przekładni [7, 8].

Przy przestrajaniu pojemnością korzystniejszy jest układ Hartleya, gdyż w czasie przestrajania podział napięcia praktycznie nie ulega zmianie. Układ Hartleya umożliwia stosowanie dużych indukcyjności L i małych pojemności C, a przy dużym stosunku L/C uzyskuje się większą dobroć obwodu (wzory 3.17, 3.20 i 3.22). W oscylatorze Hartleya odczep na cewce wykonuje się na wysokości 1/5 do 1/3 liczby zwojów, licząc od zimnego końca cewki. Konieczność wykonywania odczepów utrudnia optymalizację sprzężenia, a w przypadku przełączania zakresów wymaga dodatkowej sekcji przełącznika. Małe pojemności układu rezonansowego umożliwiają stosowanie warikapów do przestrajania częstotliwości (VCO).

Przestrajanie pojemnościowe w oscylatorach Colpittsa wymaga stosowania agregatu złożonego z dwóch kondensatorów zmiennych, co pozwala na utrzymanie stałego stosunku pojemności C_2 do C_1. Przy małych zakresach przestrajania jeden z kondensatorów można uczynić stałym, a przestrajać tylko drugi. Można także dołączyć równolegle do cewki kondensator zmienny C_2 (rys. 5.3e), lecz wtedy należy odpowiednio zmniejszyć i tak już niekorzystnie małą indukcyjność cewki. Pojemności wejściowe i wyjściowe tranzystora dodają się do pojemności obwodu, a ponieważ są one niestałe, wpływają na częstotliwość generacji tym silniej im mniejsza pojemność występuje w dzielniku Colpittsa (C_1/C_2). Ponadto rezystancje: wejściowa i wyjściowa i obciążenie R_L silnie tłumią obwód rezonansowy, obniżając znacznie dobroć obwodu Q_c, a tym samym obniżając stałość częstotliwości. Z tych powodów w praktyce najczęściej stosowane są zmodyfikowane układy Colpittsa.

Modyfikacje poszły w dwóch kierunkach: zwiększenia stosunku L/C i zwiększenia pojemności dołączonych równolegle do tranzystora. Pierwsze działanie zwiększa dobroć układu, a tym samym jego stabilność, a drugie zmniejsza wpływ zmian parametrów tranzystora na pojemność wypadkową obwodu, a ponadto zmniejsza obciążenie wnoszone przez tranzystor do obwodu rezonansowego.

Najbardziej popularną zmodyfikowaną wersją układu Colpittsa jest układ Clappa (rys. 5.3f). W szereg z cewką L włączona jest stosunkowo mała pojemność C_Z, która może być przestrajana. Zmniejsza ona pojemność wypadkową obwodu powodując możliwość zwiększenia indukcyjności nawet 3-krotnie w stosunku do układu podstawowego. Ponadto pojemność dodatkowa C_Z jest trzecim ogniwem dzielnika napięcia, skutkiem czego zmniejsza się sprzężenie obwodu z tranzystorem. Pojemność C_Z nie może być zbyt mała, gdyż następuje zerwanie drgań generatora. Wadą układu jest znaczna zależność napięcia wyjściowego generatora od pojemności C_Z.

Odmianą układu Clappa jest układ Rakara, który różni się od poprzedniego miejscem połączenia układu z masą. W generatorze Clappa zastosowano układ ze wspólnym kolektorem, zaś w generatorze Rakara układ ze wspólną bazą.

Mniejszą zmienność amplitudy przy przestrajaniu uzyskuje się w układzie Seilera (rys. 5.3h) w którym, wzorem układu Clappa zastosowano małą pojemność szeregową C_S, lecz jest ona stała, zaś oscylator jest przestrajany kondensatorem C_Z dołączonym wprost do cewki. Jest to najbardziej optymalne rozwiązanie.

Odmianę tego układu stanowi układ Vackara. Różni się on od poprzedniego tym, że druga strona kondensatora zmiennego dołączona jest do emitera, który może być także połączony z masą. W układzie tym amplituda sygnału jest jeszcze mniej zmienna.

Wśród układów dwutranzystorowych najczęściej spotyka się układ Franklina (rys. 5.3j). Pierwszy tranzystor *T1* pracuje jako wzmacniacz w klasie A, drugi daje dodatkowe wzmocnienie i odwraca fazę. W wyniku dużego wzmocnienia można stosować bardzo małe pojemności sprzęgające C_s, rzędu pojedynczych pF. Obwód LC ma charakterystykę pokazaną na rys. 4.8d, e. Najsilniejsze dodatnie sprzężenie zwrotne występuje na częstotliwości rezonansowej obwodu LC i na tej częstotliwości pracuje oscylator. Bardzo mała pojemność C_S skutecznie izoluje obwód LC od zmiennych parametrów tranzystora. Prosty układ LC bardzo ułatwia przełączenie zakresów.

Kolejnym układem dwutranzystorowym jest układ Butlera (rys. 5.3k). Sprzężenie między tranzystorami następuje przez obwód szeregowy LC włączony między emiterami. Układ ten jest często wykorzystywany w oscylatorach kwarcowych.

Podany przegląd układów VFO wskazuje na to, iż zasady pracy poszczególnych oscylatorów są podobne. Żaden z nich nie jest doskonały, jednak na wyróżnienie zasługują układy Clappa i Seilera oraz Franklina. Warunkiem dobrej pracy tych oscylatorów jest przestrzeganie zasad podanych w p. 5.1.1.7. W konkretnych schematach oscylatorów spotyka się często równoległe i szeregowe łączenie kilku kondensatorów zamiast jednego lub dwóch występujących na schematach ogólnych, jak np. na rys. 5.3. Wynika to ze stosowania kondensatorów o różnych TWP (rozdz. 3.3) dla termicznego skompensowania całego układu oraz dla przestrajania w paśmie przez kondensator zmienny. Schematów tych nie można bezkrytycznie powtarzać w realizacji, gdyż inne elementy i inne ich wzajemne usytuowanie zmieniają warunki pracy. Dotyczy to tak kompensacji termicznej, jak i dobrania optymalnego sprzężenia. Zmiana egzemplarza tranzystora z reguły wymaga ponownej optymalizacji układu.

W literaturze, np. w [1] podano wiele przykładów prostych oscylatorów typu VFO i nie będą one tu powtarzane. Podano tu przykłady niektórych wypróbowanych układów generatorów wyróżniających się dużą stałością częstotliwości, małymi szumami i znaczną powtarzalnością (ang.: *reproducibility*).

Bardzo starannie wykonany oscylator typu VFO zbudowany na wysokoprądowym małoszumnym tranzystorze polowym, np. CP643 lub P 8000 z rezonatorami o $Q_n > 1000$, a więc na liniach koncentrycznych lub helikalnych może pracować na 144 MHz uzyskując szumy mniejsze nawet od uzyskiwanych w układach premikserowych. Jednak ze względu na dużą wrażliwość na pole rozproszone stopni następnych takie VFO wykonuje się na częstotliwości dwukrotnie mniejszej, a następnie sygnał powiela się w układzie diodowym dwufazowym lub zbudowanym na tranzystorze. Podwajacze diodowe pracujące na diodach Schottky'ego wnoszą mniej szumów niż powielacze tranzystorowe.

W podanych dalej opisach, do zmiany częstotliwości mogą być stosowane kondensatory obrotowe. Wymaga to starannej kompensacji termicznej, którą

przeprowadza się dla jakiegoś środkowego położenia kondensatora. Obecnie często stosuje się generatory VCO przestrajane potencjometrem wieloobrotowym (Helipot) lub synchronizowane pętlą fazową (układy te są opisane dalej). Należy jednak podkreślić, że VCO ma większe szumy niż dobrze wykonany VFO.

Wśród licznych znanych układów wybrano tu układy wyróżniające się szczególnie małymi szumami i stabilnością, są one jednak dość złożone. W przypadku prostych urządzeń odbiorczych, w których mieszaczem jest fet dwubramkowy, można stosować układy znacznie prostsze, złożone z oscylatora i separatora, a nawet z samego oscylatora. W końcowej części tego rozdziału opisano generatory VCO o szczególnie szerokim zakresie przestrajania, stosowane w wobulatorach i analizatorach widma.

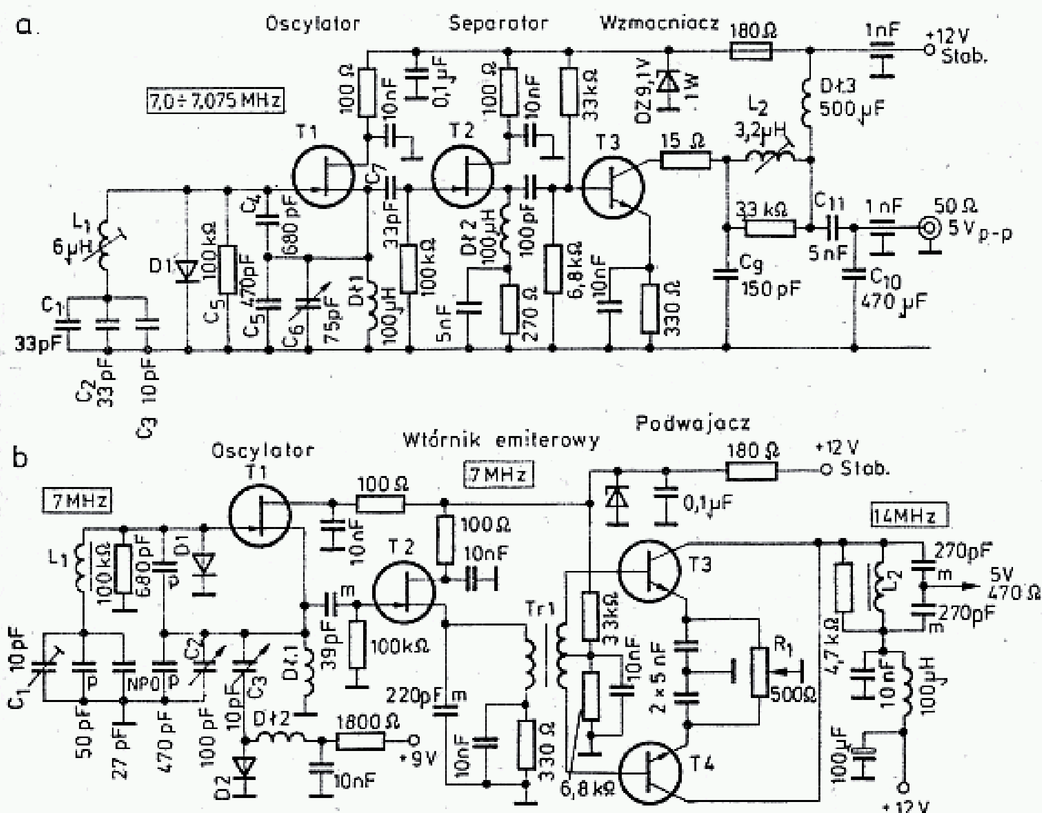
5.1.2.2 Wysokostabilne VFO wg W1CER

Niestabilność lampowych VFO przypisywano głównie wpływom termicznym lamp oraz przydźwiękowi pochodzącemu z obwodów żarzenia lamp. Okazało się, że układy tranzystorowe, aczkolwiek w mniejszym stopniu są także niestabilne. Są to także wpływy termiczne, lecz nagrzewanie się cewek i kondensatorów tworzących obwód rezonansowy ma trzy źródła: zmiany temperatury zewnętrznej, grzanie od tranzystorów i rezystorów i własne nagrzewania się pod wpływem prądów w.cz. To ostatnie ma duże znaczenie w cewkach, gdyż przy dużej dobroci obwodu Q, płyną w nich duże prądy. Jak już podano, nagrzewanie się kondensatorów można zmniejszyć łącząc ich kilka równolegle — maleje wtedy gęstość prądu i rośnie powierzchnia chłodzenia.

Badania przeprowadzone przez W1CER wykazały, że można uzyskać niestabilność między stanem zimnym i stanem po 3 godzinnej pracy nie przekraczającą 25 Hz przy $f_g = 7$ MHz, przy czym największa zmiana występowała w ciągu pierwszych 30 s. Wskazuje to, że przyczyną zmiany częstotliwości w pierwszej chwili jest złącze tranzystora.

Bardzo duży wpływ na stabilność i powtarzalność skali ma kondensator obrotowy. Powinien on być dwułożyskowy i napędzany przez sprzęgło izolacyjne lub odpowiednią przekładnię. Kondensatory z płytkami mosiężnymi srebrzonymi mają mniejszy TWP niż kondensatory z płytkami aluminiowymi. W obwodach oscylatorów trymerów ceramicznych płytkowych w ogóle nie powinno się stosować. Stosować można jedynie trymery powietrzne wysokiej jakości, względnie trymery rurkowe ceramiczne lub szklane. W dawniejszych opisach spotyka się zalecenie, by kondensatory stałe w VFO były mikowe, gdyż mają one mały TWP i dużą dobroć. Obecnie zaleca się stosowanie kondensatorów styrofeleksowych, gdyż w starszych egzemplarzach kondensatorów mikowych, szczególnie tych, które pracowały w układach lampowych, występują skokowe zmiany pojemności (rozdz. 3.3). Montaż i kompensację termiczną należy przeprowadzać wg wskazówek podanych w 5.1.1.7. W szczególności oscylator należy umieszczać w oddzielnej komorze i nie należy go montować na płytce laminatu, lecz stosować montaż przestrzenny, wykorzystując sztywne punkty na kondensatorze i cewce jako miejsca przylutowywania pozostałych elementów. Połączenia należy wykonywać grubszym drutem, lecz tak, by nie

powstawały naprężenia. Komora powinna być zamknięta pokrywą z powtarzalnym miejscem kontaktowania ze ściankami, w przeciwnym przypadku w czasie kompensacji warunki będą niepowtarzalne. Separator i wzmacniacz wyjściowy mogą być wykonane metodą konwencjonalną. Przy zachowaniu powyższych zasad i przy dobrze stabilizowanym napięciu zasilania uzyskuje się termiczny współczynnik częstotliwości TWCz około $0{,}8 \cdot 10^{-6}/°C$.



5.4. Podstawowy układ stabilnego VFO wg W1CER

a — przykład układu dla 7 MHz,

T3 — 2N2222A, 2N709, BF 240, *D1* — 1N914, BAP795, 1N4151

$X_{L_1} = 265\,\Omega$ $X_{C_3} = 2275\,\Omega$ $X_{C_7} = 690\,\Omega$ $X_{C_{11}} = 4{,}5\,\Omega$
$X_{L_2} = 140\,\Omega$ $X_{C_4} = 33\,\Omega$ $X_{C_8} = 227\,\Omega$ $X_{C_{12}} = 23\,\Omega$
$X_{C_1} = 690\,\Omega$ $X_{C_5} = 48\,\Omega$ $X_{C_9} = 152\,\Omega$ $Dł_1, Dł_2$ — $4400\,\Omega$
$X_{C_2} = 690\,\Omega$ $X_{C_6} = 303\,\Omega$ min $X_{C_{10}} = 48\,\Omega$ $Dł_3$ — $25\,k\Omega$

C_1, X_2, C_4, C_5 — polistyrenowe, C_6 — powietrzny, C_9, C_{10} — mikowe srebrzone (KSO)

b — układ z podwajaniem częstotliwości

T1, *T2* — MPF 102, *T3*, *T4* — 2N2222

Kondensatory = *p* — polistyrenowe, *m* — mikowe $L_1 = 7{,}6\,\mu H$ rdzeń pierścieniowy 37 zw. 0,5 mm DNE, Amidon T-68-2

$L_2 = 1\,\mu H$ rdzeń pierścieniowy 14 zw. 06, mm, Amidon T-50-6

Tr_1 — transformator pierścieniowy na rdzeniu Amidon T-50-6, uzw. pierwotne 2 μH, 23 zw. DNE 0,5; uzw. wtórne 2×10 zw. DNE 0,5 nawinięte na pierwotnym

Podstawowy układ współczesnego stabilnego VFO, opracowany przez W1CER składa się z oscylatora i separatora zbudowanego na fetach oraz wzmacniacza mocy. Na rysunku 5.4a pokazano układ VFO o częstotliwości wyjściowej 7 MHz. Jest to oscylator w układzie Clappa przestrajany kondensatorem C_6 w obwodzie źródła (ang.: *source*) tranzystora polowego *T1*. Kondensatory skracające obwodu C_1, C_2 i C_3 wykorzystuje się do kompensacji termicznej. Dioda *D1*, krzemowa, przełączająca, ogranicza dodatnie połówki drgań i przyczynia się do zmniejszenia zawartości harmonicznych. Po oscylatorze (*T1*) następuje słabo sprzężony separator (ang.: *buffer*) pracujący na tranzystorze *T2*, który pracuje w układzie wtórnika źródłowego. Układ taki ma wzmocnienie nieco mniejsze od 1, lecz za to daje bardzo dobrą izolację. Wzmacniacz zbudowany na tranzystorze *T3* pracuje w klasie A

i dzięki temu nie wprowadza dodatkowych harmonicznych. Wzmacnia on sygnały z separatora o poziomie około 4 dBm do poziomu około 18 dBm. Na wyjściu wzmacniacza znajduje się obwód rezonansowy w układzie filtru π i dobroci około $3 \div 5$. Ma on za zadanie osłabienie harmonicznych do poziomu: $P_{2f} = -36$ dB, $P_{3f} = -45$ dB i dopasowanie impedancji wyjściowej tranzystora, wynoszącej kilkaset omów, do niskiej impedancji wyjściowej, najczęściej 50 Ω.

Wyjście niskoomowe jest mało wrażliwe na rodzaj obciążenia przez dalsze stopnie, a zmiany częstotliwości przy zwieraniu wyjścia wynoszą tylko 40 Hz. Po przeprojektowaniu układu wyjściowego dla dopasowania do impedancji 1000 Ω zmiana częstotliwości przy zwieraniu wynosiła 400 Hz. Na uwagę zasługuje fakt, że kondensator przepustowy $C_{12} = 1$ nF jest składnikiem filtru π.

Przy dopuszczeniu większych zmian poziomu sygnału wyjściowego w czasie przestrajania oscylatora, można rezystancję w kolektorze tranzystora *T3* wynoszącą 3,3 kΩ zamienić na 5,6 kΩ. Rezystor ten wraz z rezystorem szeregowym 15 Ω, zmniejsza podatność wzmacniacza na pasożytnicze samowzbudzenia. Podane na rysunku wartości reaktancji poszczególnych elementów umożliwiają obliczenie pojemności C i indukcyjności L dla określonej częstotliwości, innej niż 7 MHz. Układ taki nadaje się do pracy w zakresie częstotliwości $1 \div 50$ MHz, a nawet większych.

Oscylator, separator i baza wzmacniacza zasilane są napięciem stabilizowanym diodą Zenera. Cały generator ma stosunkowo niski poziom szumów: −90 dB. Większe tłumienie harmonicznych można uzyskać wprowadzając dodatkowy filtr π o impedancji 50 Ω.

Opisany VFO może być kluczowany bezpośrednio w obwodzie zasilania, bez występowania nadmiernych zakłóceń typu ćwierkania (ang.: *chirp*) sygnału CW, jedynie występują nieznaczne stukania (ang.: *clicks*). Jeśli VFO ma zasilać dalsze stopnie wzmacniające o tej samej częstotliwości, to rozproszone pole magnetyczne łatwo może spowodować przesunięcia fazowe, dające zmiany częstotliwości. W tym przypadku stosuje się VFO pracujący na częstotliwości dwukrotnie mniejszej, a wzmacniacz wyjściowy łączy w układzie dwufazowego podwajacza (ang.: *push-push*) w sposób pokazany na rys. 5.4b.

Na rysunku tym dodatkowo pokazano sposób dołączenia przesuwnika częstotliwości (ang.: *offset*) z diodą *D2*, w którym włączono dodatkowy kondensator C_3. Układ taki stosuje się przy odbiorze w odbiornikach homodynowych, przy kluczowaniu częstotliwością — FSK, np. w RTTY. W separatorze opisywanego układu zamiast dławika zastosowano transformator *Tr1* na rdzeniu pierścieniowym, którego odpowiednikiem jest RP12,5×7,5×4,8 U31 lub F81 (wtedy można zmniejszyć liczbę zwojów).

Podwajacz tranzystorowy ma wstępną polaryzację narzuconą rezystorami 33/6,8 kΩ sprowadzającą punkt pracy do klasy AB, co zwiększa wysterowanie, natomiast w czasie silnego wysterowania punkt pracy przesuwa się do klasy C, co zwiększa sprawność podwajania. Rezystor R_1 włączony do układu bazy służy do korekty nierównomierności charakterystyk. Ustawia się go obserwując przebiegi wyjściowe $2f_g$ na oscyloskopie lub uzyskując na wyjściu najniższy poziom sygnału f_g.

Zamiast niego można zastosować układ scalony CA 3028A albo UL 1111, który ma dwa identyczne tranzystory w parze różnicowej. Trzeci tranzystor może być wykorzystywany jako źródło prądowe o regulowanym prądzie, a tym samym o stabilizowanej mocy wyjściowej (rys. 5.11).

Podwajacz częstotliwości ma doskonałe właściwości separujące i dlatego można stosować dużą impedancję wyjściową, około 500 Ω, wygodną do sterowania dalszych stopni. Rezystor 4,7 kΩ, równoległy do L_2 zmniejsza dobroć obwodu, co pozwala na lepsze pokrycie pasma 14,0÷14,15 MHz. Jednoobwodowe układy wyjściowe nie pozwalają na szersze pokrycie pasm. Problem ten rozwiązują układy opisane w następnych punktach.

5.1.2.3 Stabilne VFO do premikserów

W transiwerach UKF 144 i 432 MHz często stosuje się wytwarzanie sygnału generatora UKF na zasadzie syntezy (dodawania) bardzo stabilnego VFO i XO. Częstotliwość VFO przybiera wartości z zakresu 15÷30 MHz. Dwa przykłady takich VFO pokazano na rys. 5.5a i b. Pierwszy VFO występuje w transiwerze 144 MHz opracowanym przez Y41ZL. Jest on oparty na koncepcji W1CER, z tą różnicą, że zastosowano układ Seilera zamiast układu Clappa, co ułatwia przestrajanie w szerszym zakresie częstotliwości (2×12 pF) przy zachowaniu dużego stosunku



5.5. VFO dla transiwerów UKF 144 MHz i 432 MHz
c — wg Y41ZL, b — wg Y25TL, [11]

L/C. Dwa tranzystory polowe KP 303e produkcji radzieckiej mogą być zastąpione przez BP 245 produkcji CEMI, lub dowolnymi innymi.

Separator (z tranzystorem T2) pracuje jako wzmacniacz napięciowy, co pozwala na połączenie wzmacniacza wyjściowego w układzie wtórnika emiterowego. W ten sposób uzyskano układ wzmacniacza aperiodycznego z wyjściem elastycznym, pozwalającym na obciążenie rezystancją 50÷200 Ω.

Po starzeniu i kompensacji uzyskano stałość częstotliwości wynoszącą około 100 Hz/h. W transiwerze zastosowano dwa takie VFO i są one przełączane przekaźnikiem sterowanym na płycie przedniej. Przy odczycie cyfrowym ułatwia to pracę, np. przez przemienniki UKF-FM. Warikap BA125/30 służy do precyzyjnego przestrajania oscylatora ±3 kHz. Obwód ten może być także wykorzystany do wprowadzenia modulacji FM lub FSK.

Podobny VFO, pokazany na rys. 5.5b, opracowany przez Y25TL zastosowano w transiwerze 144 i 432 MHz. Oscylator Seilera ma kondensatory styrofleksowe, przy czym zmniejszono sprzężenie z tranzystora *T1* w wyniku zastosowania kondensatorów 56+100 pF i dławik w źródle zastąpiono rezystorem. Separator zbudowany na tranzystorze *T2* — fet dwubramkowy jest słabo sprzężony (3,3 pF) i pracuje jednocześnie jako wzmacniacz rezonansowy. Fet KP350A może być zastąpiony przez 40841 lub 40673. Obwód w drenie tranzystora *T2* wykonano z zastosowaniem transformatorów p.cz. 10,7 MΩ z których odwinięto część zwojów.

Rezystor 1 kΩ tłumi obwód pozwalając na wyrównanie napięcia wyjściowego przy przestrajaniu VFO w granicach ±5%. Moc wyjściowa ma poziom 0 dBm i wystarcza do wysterowania mieszacza diodowego. Do sterowania układów TTL w skali cyfrowej służy wstępny wzmacniacz zbudowany na tranzystorze SF 245 (BF 180, 2N708). Oscylator jest dodatkowo przestrajany warikapem KA213 B. Pozwala to na wprowadzenie RIT i XIT oraz przesunięcie częstotliwości przy pracy przekaźnikowej lub FSK.

Podobny układ VFO zastosował SP5WW w zmodyfikowanej wersji transiwera KF (Biuletyn PZK 4/83) z tym, że wprowadzono tam przełączanie cewek, co znacznie zmniejsza stabilność. Jeżeli separator i wzmacniacz będą wykonane na tranzystorach bipolarnych, to izolacja oscylatora od mieszacza będzie gorsza.

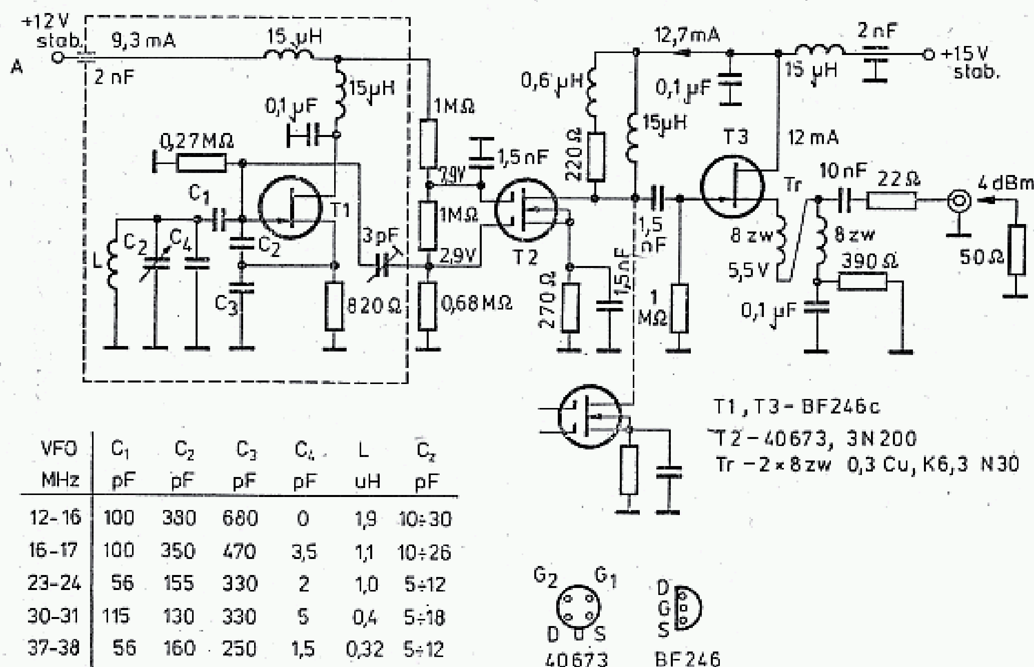
5.1.2.4 Małoszumne generatory[1)]

Obszerne badania, przeprowadzone przez DJ7VY, doprowadziły do opracowania nowoczesnych, bardzo mało szumiących generatorów, przewyższających pod tym względem generatory firmowe (rozdz. 4.3.1). Zastosował on konwencjonalny układ W1CER, tj. oscylator, separator i wzmacniacz, lecz przy doborze elementów i warunków pracy położył szczególny nacisk na sprawę szumów.

Na rysunku 5.6 pokazano podstawowy układ VFO oraz wartości kondensatorów, cewek dla poszczególnych częstotliwości, potrzebnych w transiwerze KF z pośrednią 9 MHz. Generator ten może być łatwo przeprojektowany do układu premikserowego UKF.

[1)] wg DJ7VY, [12]

Wybór odpowiedniego zakresu VFO dokonywany jest przez przełączanie w punkcie A zasilania całych bloków oscylatora z separatorem na tranzystor *T2*, których dreny dołączone są do wspólnej szyny. Rozwiązanie takie, choć droższe,



VFO MHz	C_1 pF	C_2 pF	C_3 pF	C_4 pF	L uH	C_z pF
12-16	100	380	680	0	1,9	10÷30
16-17	100	350	470	3,5	1,1	10÷26
23-24	56	155	330	2	1,0	5÷12
30-31	115	130	330	5	0,4	5÷18
37-38	56	160	250	1,5	0,32	5÷12

5.6. Małoszumne VFO wg DJ7VY [12]

jest z pewnością lepsze, gdyż daje większą stałość częstotliwości, wymaga jednak 5 sekcyjnego agregatu kondensatorów.

W oscylatorze zastosowano cewki o współczynniku TWI = $30 \cdot 10^{-6}$/°C i układ kompensowano termicznie zbiorem kondensatorów o współczynnikach: TWP, NWO, P10, N150, N220 i N470. W literaturze [12] podane są konkretne wartości kondensatorów i ich współczynniki TWP, lecz przy naśladowaniu tego układu w nowych warunkach, parametry kompensacji będą z pewnością inne. Po starzeniu termicznym uzyskano dryft częstotliwości TWCz poniżej 10^{-6}/°C. Oscylator w układzie Seilera ma indywidualnie dobierane sprzężenie (C_1, C_2, C_3) i jest wykonany na tranzystorze polowym wysokoprądowym (I_d = 300 mA) mimo, że w układzie pracuje przy małym prądzie, ograniczonym rezystorem R = 820 Ω w źródle. Jakość tego tranzystora oraz duża dobroć *Q* elementów *LC*, przy jednoczesnym słabym sprzężeniu decydują o małych szumach fazowych i amplitudowych generatora.

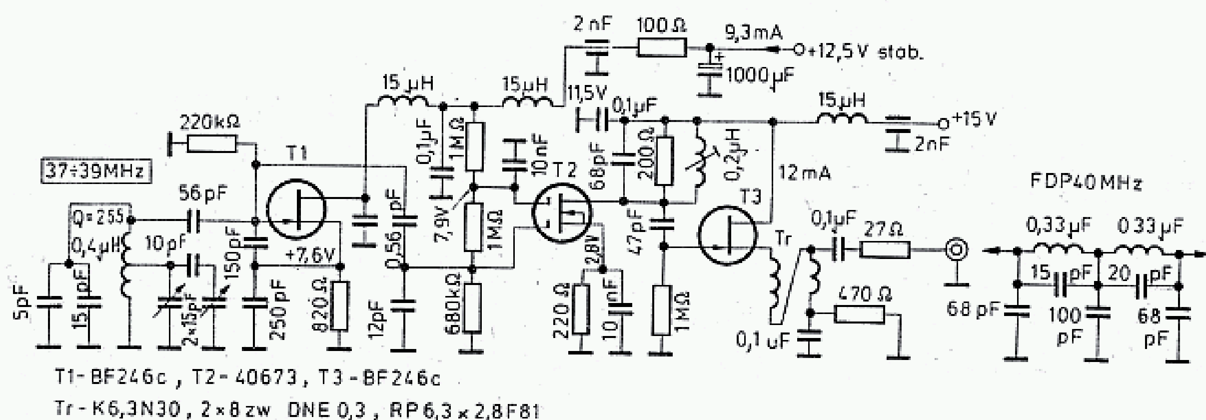
Generator ten wykonany w wersji 16 MHz szczgółowo przebadano, a wyniki są pokazane na rys. 4.9b. Szumy generatora określa się zdejmując całą charakterystykę, lecz dla porównania rozpatruje się szumy w punkcie o Δf = 10 kHz (czasami Δf = 20 kHz), co odpowiada położeniu pobliskiej silnej stacji w pasmie.

Opisywany generator miał przy Δf = 10 kHz gęstość mocy szumów P_n = = −159 dBm/Hz (krzywa 1). Przy pogorszeniu dobroci obwodu z 216 na 52 szumy wzrosły do −149 dBm/Hz, a przy Δf = 100 kHz nie schodziły poniżej −155 dBm/Hz (krzywa 4).

Aby przekonać się o wpływie warikapów na szumy zastąpiono kondensator zmienny dwoma szeregowo połączonymi warikapami BB105. Gęstość mocy szumów wzrosła do −140 dBm/Hz przy Δf = 10 kHz (krzywa c), a więc wzrosły o 20 dB.

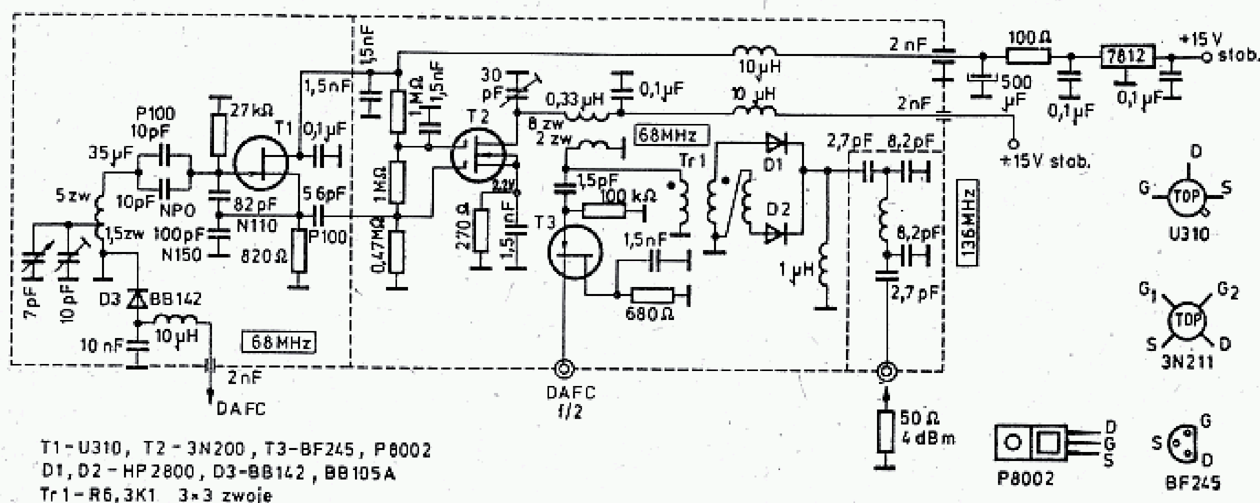
W generatorze po oscylatorze występuje separator zbudowany na tranzystorze polowym dwubramkowym bardzo słabo sprzężonym (3 pF). Na jego wyjściu znajduje się złożony układ obciążenia szerokopasmowego. Steruje on fet wysokoprądowy, przez który płynie jednak tylko 12 mA prądu uzależnionego od wartości rezystancji w źródle. Wzmacniacz ten w układzie wspólnego drenu ma w źródle szerokopasmowy transformator 4:1, wykonany na rdzeniu pierścieniowym, którego odpowiednikiem jest RP 6,3×3,8 U31 lub F82 (tablica 3.4.5). Rezystor 22 Ω na wyjściu poprawia dopasowanie do 50 Ω i zmniejsza oddziaływanie obciążenia na oscylator. Zamiast fetów BF 246c można zastosować tranzystor P 8000, lub z gorszymi nieco wynikami równolegle dwa tranzystory BF 245.

Na rysunku 5.7 pokazano VFO na 37—39 MHz przeznaczony do premiksera 9—31 MHz w odbiorniku pełnozakresowym 150 kHz — 30 MHz, [12]. W premikserze stosowano przełączany XO w zakresie 48÷68 MHz, co 2 MHz. Generator ten jest bardzo podobny do poprzednio opisanego (rys. 5.6). Aby uzyskać skalę



5.7. Małoszumne VFO wg DJ7VY 37—39 MHz dla premiksera KF

bardziej liniową zastosowano tu agregat dwusekcyjny, w którym jedna sekcja jest sprzężona przez 10 pF. Na wyjściu separatora znajduje się obwód rezonansowy 0,2 µH i 68 pF silnie stłumiony rezystorem 200 Ω. Obwód dostrojony jest do 38 MHz. Na wyjściu generatora znajduje się filtr dolnoprzepustowy 50 Ω z częstotliwością graniczną 40 MHz. Moc szumów generatora pokazano na rys. 4.9b, a w całości



5.8. Małoszumne VFO wg DJ7VY 136 MHz z synchronizacją DAFC

z premikserem jako przebieg 9. Ustalony poziom szumów wynosi -156 dBm/Hz, przy $\Delta f > 10$ kHz.

Na rysunku 5.8 pokazano małoszumny VFO 136 MHz, wg DJ7VY [12]. Zastosowano tu, podobnie jak i w układzie W1CER (rys. 5.5b) podwajanie częstotliwości oscylatora 68 MHz na 136 MHz. Generator przeznaczony jest do układu transiwerowego 144 MHz z częstotliwością pośrednią 9 MHz. Oscylator w układzie Seilera wykonany jest na wielkoprądowym fecie U310, przewidzianym do pracy na górnych zakresach UKF.

Dzielnik sprzęgający 82/100 pF o stosunkowo dużej pojemności oraz kondensatory skracające równoległe 10||10 pF wykorzystywane są do kompensacji termicznej. Cewka 5 zwojowa ma dołączony kondensator i trymer dostrojczy na odczepie 1,5 zw. od strony zimnego końca. Dodatkowo do cewki na 1/4 zw. dołączona jest dioda BB142, służąca do synchronizacji oscylatora za pomocą cyfrowej automatycznej synchronizacji częstotliwości DAFC, opisanej w dalszych rozdziałach.

Separator na 3N200 wzmacnia sygnał 68 MHz do poziomu 15 dBm. Jest on wydzielony w obwodzie LC: 0,33 μH i 30 pF. Cewka ma 8 zw. i nawinięto na nią dodatkowo 2 zwoje, które wyprowadzają sygnał do transformatora Tr_1 i sterują wzmacniacz *T3* układu DAFC. Transformator *Tr1* na rdzeniu pierścieniowym, którego odpowiednikiem może być RP $6{,}3 \times 3{,}8-$U31 ma nawinięte 3×3 zwoje, z których dwa są połączone tak, by zasilały diody Schottky'ego w przeciwnych fazach.

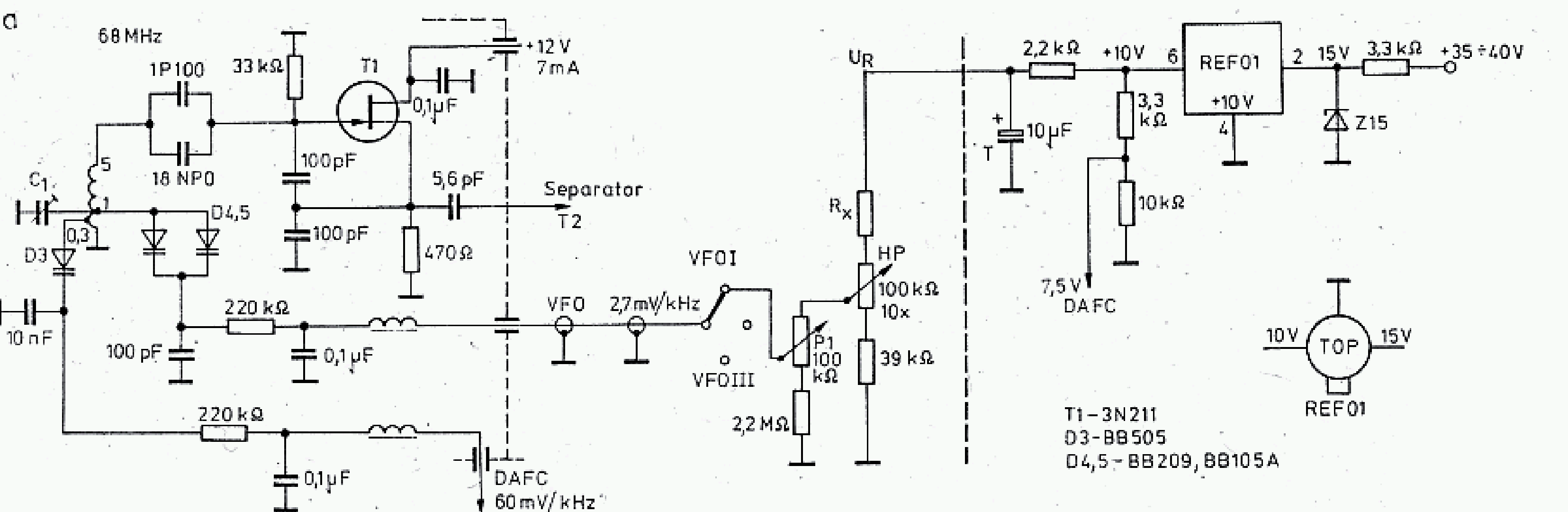
Na wyjściu podwajacza znajduje się filtr 50 Ω dolnoprzepustowy w układzie π. Filtr ten skutecznie tłumi sygnały 68 MHz i 204 MHz, tak że łącznie z filtrem wejściowym odbiornika tłumienie sygnałów interferencyjnych 68 ± 9 MHz oraz 204 ± 9 MHz jest większe od 100 dB. Na wyjściu generatora uzyskuje się na częstotliwości 136 MHz moc 4 dBm/50 Ω.

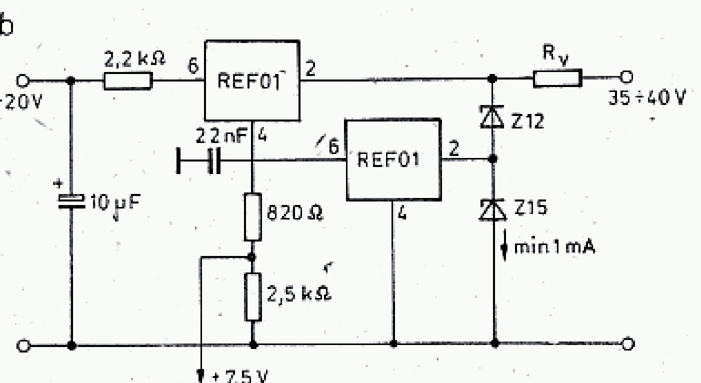
Większą moc można by uzyskać stosując dwa tranzystory pokazane na rys. 5.4b, zamiast diody, lecz układ taki zwiększa poziom szumów. Całość jest zasilana napięciem stabilizowanym 15 V, a oscylator ma dodatkową stabilizację napięcie 12 V przy pomocy US 7812. W tym miejscu nie można stosować zwykłej diody Zenera, gdyż jej znaczne szumy pojawią się w sygnale oscylatora.

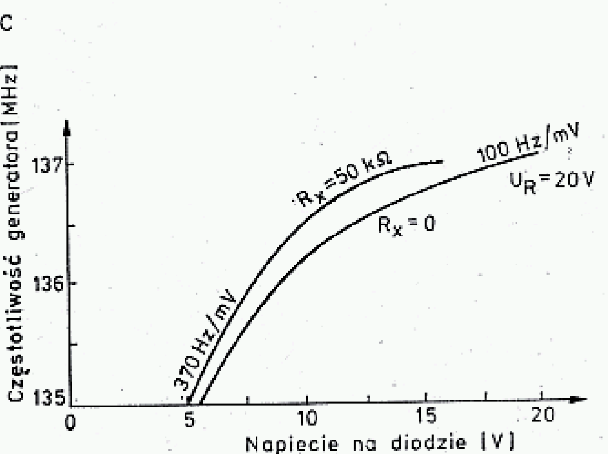
Na rysunku 5.9 pokazano odmianę tego VFO, przy czym kondensator obrotowy zastąpiono dwoma równolegle połączonymi warikapami BB209 (BB105 A) [13]. Częstotliwość jest zmieniana przy pomocy Helipotów 10 obrotowych 100 kΩ. Stosując kilka przełączanych Helipotów można mieć kilka niezależnych VFO lub też ustawiać stałe częstotliwości, np. kanały w pracy UKF FM. Dokładne ustawienie częstotliwości (RIT, XIT) umożliwia drugi zwykły potencjometr 100 kΩ. Dalsze stopnie, tj. separator i wzmacniacz są takie same jak w układzie na rys. 5.8.

W układach VCO przestrajanych ręcznie lub synchronizowanych PLL bardzo istotną sprawą jest szczególna czystość i stabilność napięcia zasilającego warikapy. Wrażliwość VCO określa się podając liczbę mV potrzebną do przestrojenia o 1 kHz. Wynosi ona od 60 mV/1 kHz do 0,3 mV/kHz. Zwykle diody Zenera mają szumy na poziomie 30 do 45 dB dla poniżej napięcia stabilizowanego [14].

Diody Zenera do układów zasilania warikapów nie nadają się. Lepsze są stabilizatory scalone, których szumy są na poziomie części miliwolta: 78L15 około







5.9. Małoszumne VFO jak na rys. 5.8, lecz przestrajane Helipotem:
a — schemat, b — układ kaskadowy stabilizatorów, c — charakterystyka przestrajania dla dwóch wartości R_x

±100 do 300 μV, 78L10±150 μV, μA 723±60 do 150 μV, CA3085±100 μV, MC 1461±30 μV, REF01±10 μV. Szumy o częstotliwościach akustycznych można odfiltrować ogniwami RC. lecz powolne fluktuacje napięcia i migotania (ang.: *fluttering*) nie mogą być zlikwidowane, gdyż nawet same kondensatory elektrolityczne są źródłem szumów (rozdz. 3.3).

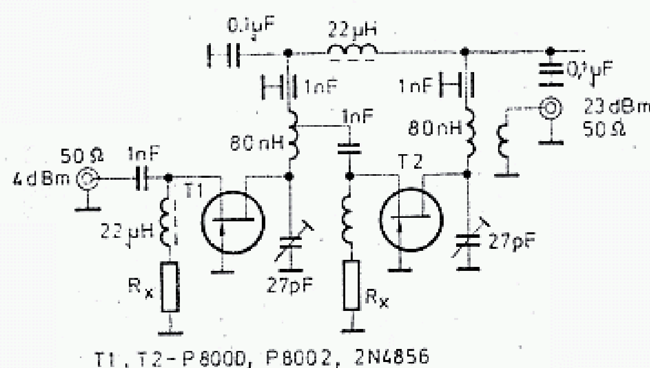
W opisywanym VFO zastosowano najmniej szumiący układ REF01, dający wystabilizowane napięcie +10 V. Dla zwiększenia zakresu przestrajania potrzebne jest napięcie większe: 20—30 V i wtedy stabilizatory łączy się kaskadowo (rys. 5.9b) lub stosuje stabilitrony UL1550L używane w głowicach UKF.

Na rysunku 5.9c pokazano charakterystykę przestrajania VFO wykonanego przez DJ7VY.

Przy dużym napięciu polaryzacji (−20 V), któremu odpowiada f_g = 137 MHz szumy generatora są na poziomie −140 dBm/Hz (krzywa 5 na rys. 4.9b). Przy zwiększaniu napięcia i zbliżaniu się do 135 kHz szumy rosną do −128 dBm/Hz (krzywa 8). Jeśli diody D_4 i D_5 połączyć szeregowo dla uzyskania bardziej liniowej charakterystyki strojenia i po przyłączeniu ich na 2. zwój (pojemności 2 razy mniejsze) to gęstość mocy szumów znacznie rośnie (krzywa h na rys. 4.9b).

5.1.2.5 Wzmacniacze małoszumne do VFO

Pokazane na rys. 5.4—5.9 generatory VFO i VCO mogą mieć moc niewystarczającą do wysterowania mieszaczy diodowych. W tych przypadkach stosuje się liniowe wzmacniacze mocy, wykonane na tranzystorach wysokoprądowych, np. P8000, 2N4856. Przykład takiego wzmacniacza rezonansowego przewidzianego do układów



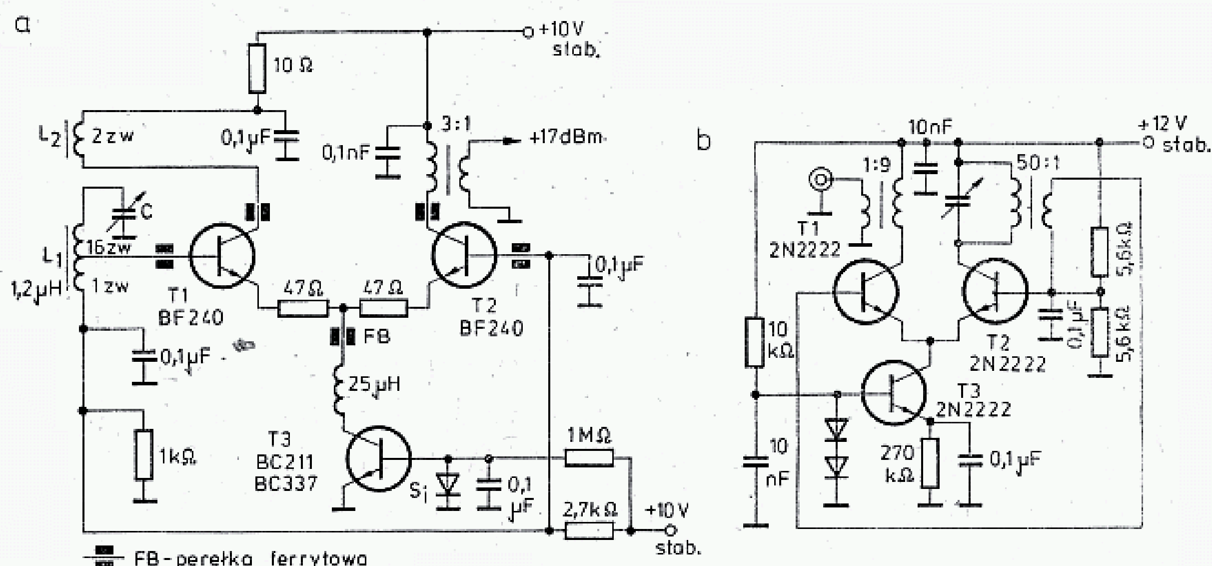
5.10. Wzmacniacz mocy dla VFO sterujących wysokopoziomowe mieszacze diodowe

z rys. 5.8 i 5.9 pokazano na rys. 5.10. Zastosowane tam transformatory mogą być wykonane jako cewka powietrzna, względnie na pierścieniu ferrytowym. Przełożenie wynosi 4:1 do 3:1.

Przy sterowaniu mocą 4 dBm na częstotliwości 136 MHz uzyskuje się na wyjściu około 23 dBm. Rezystory R_x dobiera się w zależności od tranzystora o takiej wartości, by prąd drenu I_D wynosił: dla tranzystora *T1* około 30 mA, a dla tranzystora *T2* około 40—50 mA. Tranzystory muszą być dobrze chłodzone, co uzyskuje się przykręcając je do metalowego chassis. Obowiązują zasady odpowiedniego dla UKF montażu (rozdz. 3.12.4), w przeciwnym przypadku układ wzbudzi się.

5.1.2.6 Małoszumne oscylatory[1]

Na rysunku 5.11 pokazano dwa oscylatory bardzo mało szumne. Pierwszy oscylator pracuje w układzie Hartleya na częstotliwości 5 MHz. Zmieniając indukcyjność cewki i pojemność kondensatora można uzyskać żądaną inną częstotliwość. W oscylatorze zastosowano tranzystor 2N3904, którego najlepszymi polskimi odpowiednikami są tranzystory: BF240 lub BF520. Należy stosować tranzystory o wzmocnieniu prądowym $\beta > 100$, co pozwala na słabe sprzęganie z obwodem rezonansowym. Dla uniknięcia pasożytniczych wzbudzeń na częstotliwościach UKF, na wyprowadzenia tranzystorów należy założyć perełki ferrytowe FB. Tranzystory *T1* i *T2* sprzężone są emiterowo przez źródło prądowe *T3*, które stanowi dla nich bardzo dużą rezystancję dynamiczną.



5.11. Małoszumne generatory VFO wg DJ2LR [6]

a — generator 5 MHz w układzie Meissnera, b — generator o szczególnie małych szumach i zniekształceniach (< 1%) w układzie Franklina-Meissnera

Jeśli będą dobrane tranzystory *T1* i *T2* o zbliżonej charakterystyce, to zmiany temperatury będą mało wpływały na podział prądu między *T1* i *T2*, a ponieważ suma prądów jest stabilizowana przez tranzystor *T3*, prąd w tranzystorze *T1* będzie ulegał tylko niewielkim zmianom, co w efekcie zwiększy stabilność oscylatora. Jako *T3* może być zastosowany każdy wysokoprądowy tranzystor, także małoszumny, np. 2N2222 lub polskie odpowiedniki: BC212, BC337. Prąd tranzystora *T3* jest stabilizowany diodą krzemową. Tranzystor *T2* wzmacnia sygnał do poziomu +17 dBm. Dla dopasowania do 50 Ω stosowany jest transformator szerokopasmowy z przełożeniem 3:1. Kompensację termiczną układu przeprowadza się dobierając odpowiednią kombinację kondensatorów tworzących pojemność *C*.

Oscylator z rys. 5.11b, także różnicowy, wzbudza oscylacje w układzie zbliżonym do Franklina. Jest to oscylator bardzo małoszumny ze szczególnie małymi zniekształceniami (poniżej 1%). Uzyskuje się to w wyniku dużego wzmocnienia obu stopni *T1* i *T2*, co pozwala na stosowanie bardzo słabego sprzężenia (50:1). Prąd obu tranzystorów jest stabilizowany przez tranzystor *T3*. Wartość prądu określa układ diodowy w bazie tranzystora *T3*.

[1] wg DJ2LR [6]

Oba opisane układy mogą być wykonane z zastosowaniem układu scalonego UL1111N, który zawiera parę tranzystorów *T1* i *T2* oraz trzy dalsze tranzystory, z których *T3* lub *T4* wykorzystuje się jako źródło prądowe.

5.1.2.7 Generator 116—144 MHz[1]

Generator ten, (rys. 5.12) zastosowano w konwerterze przetwarzającym całe widmo 150 kHz — 30 MHz do pasma 144—146 MHz. Generator przestrajany jest skokowo co 2 MHz napięciem U_T, dostarczanym z analizatora częstotliwości z PLL. Całość opisano dokładnie w literaturze [15].

Oscylator w układzie Hartleya pracujący na fecie *T1*, strojony jest podwójnym warikapem BB104g. Napięcie sterujące podawane jest z układu analizy częstotliwości przez złożony filtr. W analizatorze występują dzielniki TTL, i przełączane przez nie sygnały o dużym poziomie mogą przedostać się wraz z sygnałem błędu do warikapów. Wrażliwość oscylatora wynosi 0,25 mV/kHz, jest więc bardzo duża. Uwagi podane w p. 5.1.2.4 na temat czystości napięcia polaryzującego warikapy mają tu pełne zastosowanie.

Tranzystory *T2*, *T3* i *T4* pracują w klasie A, co pozwala na wzmocnienie sygnału oscylatora do poziomu 10 dBm (10 mW), potrzebnego do wysterowania mieszacza IE500 na diodach Schottky'ego. Tranzystor *T4* pracuje przy prądzie 100 mA, wymaga więc założenia radiatora. Mieszacz ma obciążenie wszystkich wrót wynoszące 50 Ω w zakresie częstotliwości do 500 MHz. Gniazdo f_s służy do doprowadzenia sygnału z anteny przez filtr dolnoprzepustowy z częstotliwością graniczną 32 MHz. Gniazdo f_p służy do dołączenia odbiornika 144—146 MHz, zaś gniazdem f_0 wyprowadza się sygnał do analizatora częstotliwości. Charakterystykę przestrajania oscylatora pokazano na rys. 5.12b.

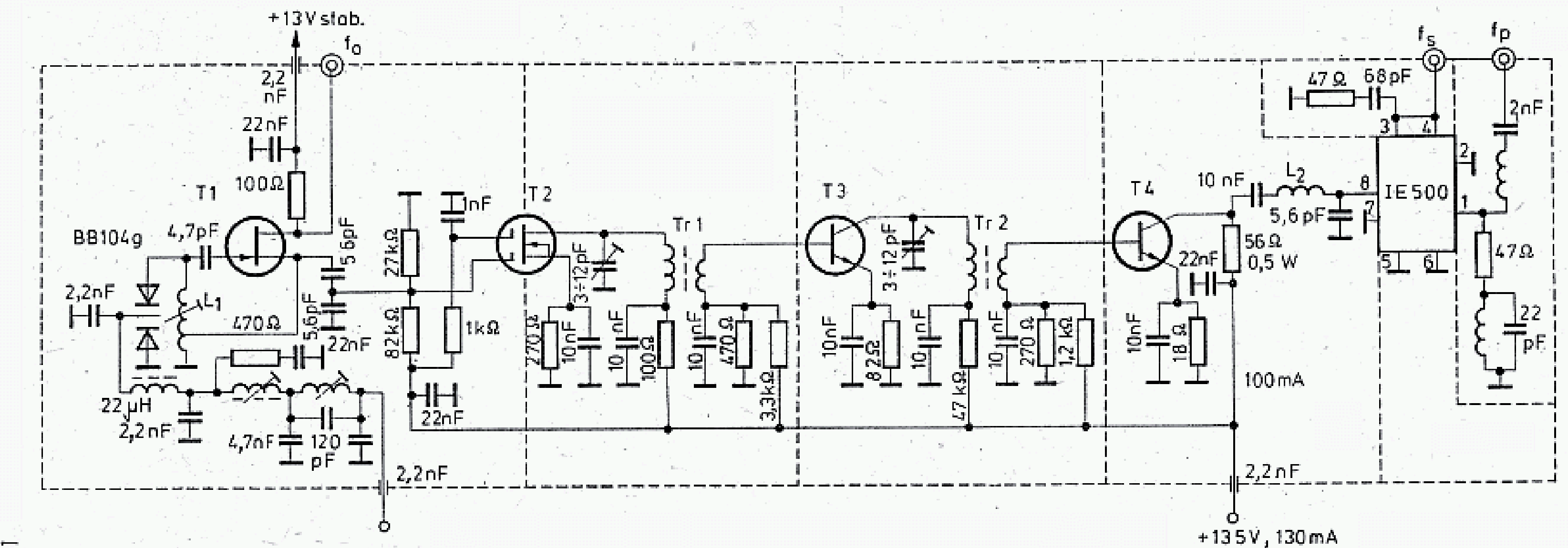
5.1.2.8 Szerokopasmowy VCO w analizatorze widma

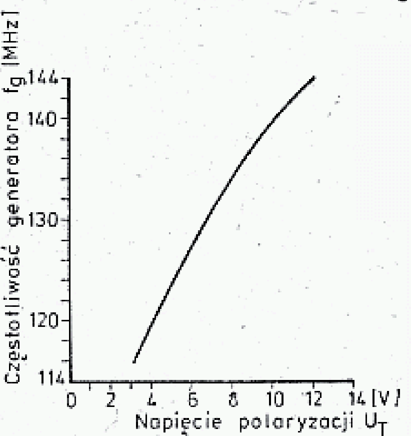
Na rysunku 5.13 pokazano układ generatora VCO o szczególnie dużym zakresie przestrajania: 60÷120 MHz. Jest on stosowany w analizatorze widma opracowanym przez DL8ZX, o zakresach 0÷60 MHz i 120÷180 MHz. Oscylator przestrajany jest napięciem piłozębnym o wartości zmieniającej się między +1 V i +22 V. Odpowiada temu wrażliwość 0,33 mV/kHz. Dla uzyskania tak dużego zakresu przestrajania oscylator musi mieć małą pojemność początkową (rozproszenia), a ponadto konieczne było zastosowanie dwóch grup po 5 warikapów połączonych równolegle. Grupy warikapowe połączone są szeregowo, skutkiem czego charakterystyka przestrajania jest zbliżona do liniowej.

Przy tak dużym zakresie przestrajania występują trudności z zachowaniem stałej amplitudy i dlatego w oscylatorze Colpittsa ze wspólną bramką zastosowano, poza obwodem rezonansowym, złożonym z cewki L_1 i kondensatora o pojemności 6 pF i trymera 3,5÷12 pF, układ kompensacji, który tworzy jedna grupa warika-

---

[1] wg DK10F [15]





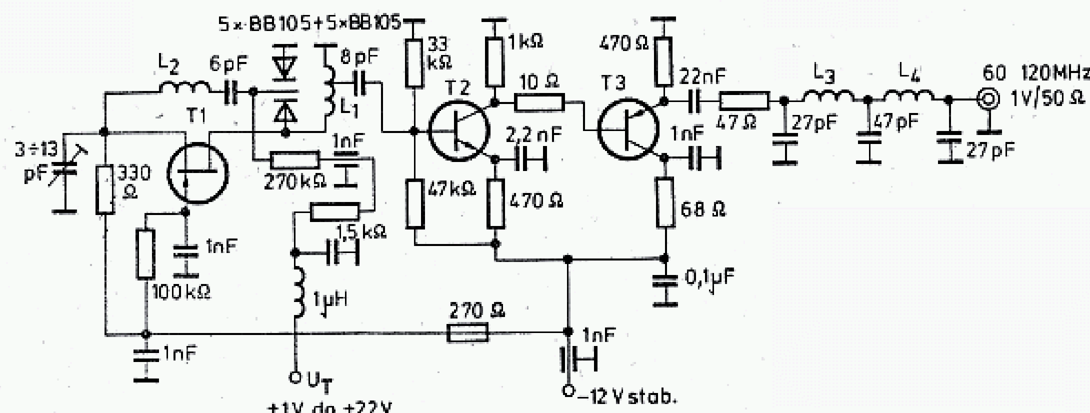
5.12. Generator VCO 116—144 MHz w konwerterze dla odbioru pasm 0,15 MHz — 30 MHz za pomocą odbiornika 144—146 MHz wg DK10F, [15]

T1 — BF 245A; *T2* — 40841, 40673, 3N200; *T3* — 2N5179, BF 180-2 N918, BF490; *T4* — 2N3866, 2N4427
L_1 — 4 zw. CuAg 1, l = 8, D_w = 6, rdzeń UKF, odczep na 3/4 zwoju od dołu,
L_2 — 1,5 zw. CuAg 1, D_w = 6
Tr_1, Tr_2 — 3 zw. + 1 zw. DNEE 0,4 — rdzeń kubkowy Ø 9×7, A_L = 16

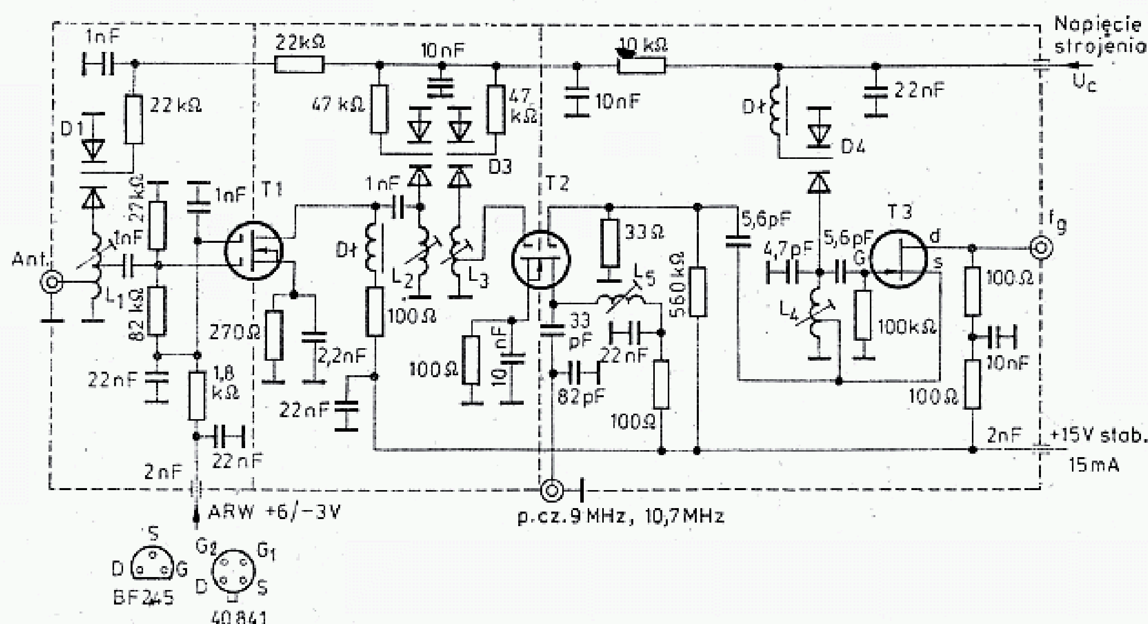
powa oraz cewka L_2. Po dwustopniowym wzmacniaczu ze sprzężeniem bezpośrednim przez antyparazytowy rezystor o rezystancji 10 Ω, następuje filtr dolnoprzepustowy 50 Ω z częstotliwością graniczną 120 MHz. Na 50 Ω wyjściu otrzymuje się sygnał o mocy +14 dBm.

5.1.2.9 Proste VCO 144 MHz[1)]

Na rysunku 5.14 pokazano prosty układ oscylatora, mieszaczy i wzmacniacza w.cz. strojonego warikapami. Układ ten jest przewidziany dla odbiornika FM z rastrowym wybieraniem kanałów za pomocą przełączników lub klawiszy, lecz może być także pomyślany jako podzespół wejściowy w prostym odbiorniku AM, FM i SSB 144 MHz,



5.13. Generator VCO 60—120 MHz do analizatora widmowego wg DL8ZX [16]
T1 — BF245A; *T2* — BFY90; *T3* — 2N2894, BSYPO4
L_1 — 9 zw. ⌀ 6 CuAg 0,8, odczep 1/2 zw., l = 16
L_2 — 5 zw. ⌀ 5 CuAg 0,4
L_3, L_4 — 3 zw. ⌀ 4 Cu 0,4 + rdzeń



5.14. Układ wejścia, mieszacza i VCO prostego odbiornika 144 MHz FM z możliwością stabilizacji [17]
T1, *T2* — 40841, 40673, 3N200, 3N211 itp.
T3 — BF245A, BF246,
D1 — 4 — BB104 G
Dł — dławik ferryt. 20 μH, niekrytyczny, miniaturowy
L_1 — 6 zw. CuAg 1, D_w = 4, l = 12, odczepy; 1,25 zw. i 3,75 zw, L_2 — jak L_1 bez odczepów, L_3 jak l_1, odczep 3,75
odległość środków L_2 i L_3 = 12,5
L_4 — 4 zw. CuAg 1, l = 8, odczep 1,25 zw.
L_5 — typowa dla p.cz. 9 MHz lub 10,7 MHz

---

1) wg DK10F

strojonym helipotem. W tym celu oscylator w układzie Hartleya, pracujący na cewce powietrznej z kondensatorem o pojemnościach 4,7 pF i 5,6 pF, pozwalającym na kompensację termiczną, powinien być zamknięty w odpowiednio stabilnym pudełku, zaś napięcie zasilające helipot, 20 V, powinno być dokładnie stabilizowane i mało szumiące. W przypadku stosowania synchronizacji typu DAFC napięcie do analizy częstotliwości pobiera się z drenu *T3* (f_g), zaś sygnał błędu dołącza się do U_c. Wzmacniacz wejściowy pracujący na tranzystorze *T1* ma doprowadzone do bramki *G2* napięcie ARW zmieniające się w granicach +6 V do −3 V.

5.1.2.10 Generator VCO w syntezerze[1]

W transiwerach FM i CW w czasie przełączania z nadawania na odbiór częstotliwość oscylatora musi zmieniać się o częstotliwość pośrednią. Jeśli przyjąć f_p = = 10,7 MHz, to częstotliwość VCO przy odbiorze powinna wynosić 133,3 MHz do 135,3 MHz, zaś przy nadawaniu 144,0 do 146,0 MHz. Na rysunku 5.15 pokazano oscylator w układzie Clappa z cewką L_1, dzielnikiem C_2, C_3 oraz układem sterowania częstotliwością. Przy pracy nadawczej pracują dwa przeciwnie połączone warikapy. Układ taki zapobiega prostowaniu napięcia na diodzie. Warikapy są sterowane U_T napięciem z układu analizy częstotliwości z PLL, przechodzącym przez układ filtrów.

Po oscylatorze pracującym na tranzystorze *T11* występuje separator w układzie wtórnika źródłowego zbudowanego na tranzystorze *T4*. Za separatorem sygnał rozdziela się na trzy kanały: dwustopniowy wzmacniacz toru nadawczego (*T5*, i *T6*), zakończony wyjściem II na 144—146 MHz, podobny wzmacniacz toru odbiorczego (*T7* i *T8*) z wyjściem I na 133,3 do 135,3 MHz oraz kanał analizy częstotliwości. Ponieważ analiza częstotliwości realizowana jest na US CMOS o częstotliwości granicznej 3,5 MHz, więc sygnał z tego kanału jest dodatkowo mieszany w układzie pracującym na tranzystorze *T3* z sygnałem jednego z dwóch XO; 132,6 MHz przy odbiorze i 143,3 MHz przy nadawaniu. W czasie odbioru częstotliwość VCO jest obniżana skokowo trymerem C_4 dołączanym diodą *D9*. Ułatwia to synchronizację VCO przy przechodzeniu z nadawania na odbiór i odwrotnie. Trymery C_4 i C_5 służą do nastawienia zakresów przestrajania VCO.

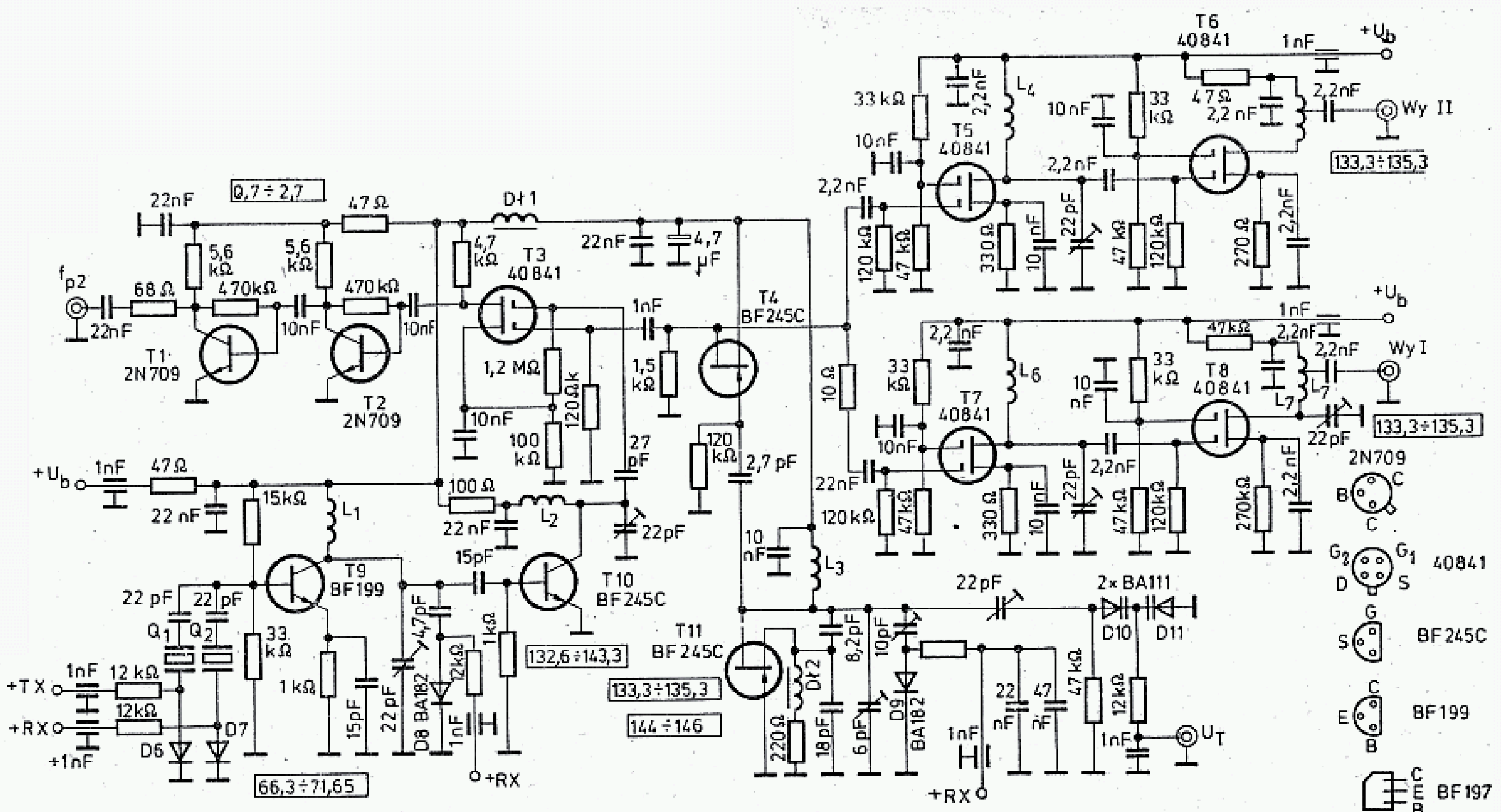
5.1.3 Generatory kwarcowe — XO

5.1.3.1 Rodzaje i warunki pracy rezonatorów kwarcowych

Podstawowe wiadomości na temat rezonatorów kwarcowych podano w rozdziale 3.9. Znajdują one zastosowanie także w układach aktywnych, tj. w oscylatorach kwarcowych (XO).

Częstotliwość nominalna f_0, oznaczana na obudowie rezonatora jest uzyskiwana w układzie przewidzianym przez producenta dla danego modu pracy i przy pojemności obciążenia C_L podanej w katalogu. Uzyskuje się ją także w innych

[1] wg DC1QW [18]



5.15. VCO i XO do syntezera pracującego na US C-MOS w transiwerze UKF FM

T1, T2 — 2N709, 2N708, 2N2369A
T3, T5, T6, T7, T8 — 40841, 40637, 3N200
P9, T10 — BF199, BF 1987, BF 173
T4, T11 — BF 245C
D6 — *D9* — BA182
D10, D11 — BA111, BBP602, BBP624, BB104
Q_1 — 71,65 MHz, Q_2 — 66,3 MHz

układach przystosowanych do danego modu, pod warunkiem dołączenia pojemności C_L. Znormalizowane pojemności C_L wynoszą 20, 30, 50 lub 100 pF, najczęściej jednak stosuje się 30 pF.

Mod pracy zależy od tego, który z dwóch rezonansów wykorzystywany jest do stabilizacji. W modzie szeregowym do stabilizacji wykorzystuje się rezonans szeregowy na częstotliwości f_s i za pomocą szeregowej pojemności C_L zwiększa się częstotliwość do f_0. Przy modzie równoległym do stabilizacji wykorzystuje się rezonans na f_p, zaś częstotliwość obniża się stosując pojemność równoległą C_L uzyskując f_0.

Rezonatory przewidziane do pracy w modzie równoległym przy f_0 mogą być włączone do układu z rezonansem szeregowym i po dołączeniu szeregowym C_L można uzyskać także f_0. W sytuacji odwrotnej, tj. gdy rezonator z modem szeregowym zostanie zastosowany w układzie równoległym, to, mimo dołączenia C_L, oscylacje mogą wypaść na częstotliwości nieco wyższej od f_0. Rezonatory przewidziane do pracy na częstotliwości podstawowej w zakresie $1 \div 30$ MHz mogą być wzbudzane na overtonach, lecz ich częstotliwości oscylacji nie będą dokładną wielokrotnością (nieparzystą) f_0 (p. rozdz. 3.9).

Stabilność długoterminowa zależy od częstotliwości f_0, dobroci rezonatora Q_n, stabilności układu elektronicznego oraz od procesu starzenia się samego rezonatora. W ciągu pierwszych miesięcy pracy po wyprodukowaniu, częstotliwość zmienia się w zakresie 1 do 3 ppm, w następnych miesiącach wolniej, w przybliżeniu proporcjonalnie do logarytmu czasu i zależy od poziomu wzbudzenia. W oscylatorach wzorcowych, o dużej stabilności długoterminowej moc wzbudzenia powinna wynosić około 20 μW. Starzenie się można przyśpieszyć wygrzewając rezonator w temperaturze 85°C do 125°C. Rezonatory pracujące na overtonach wykazują mniejsze starzenie się [19, 20, 21].

Poziom wzbudzenia określa wzór:

$$P_w = I^2 \cdot r_s = U^2/r_s \tag{5.4}$$

gdzie: I — U prąd i napięcie występujące na rezonatorze,
r_s — rezystancja szeregowa podawana w katalogach (patrz tabl. 3.9).

Rezonatory o małej r_s wykazują większą dobroć i aktywność, a więc są łatwiejsze do wzbudzenia. Rezonatory z tej samej partii i o tej samej częstotliwości wykazują dość znaczny rozrzut r_s, a więc i aktywności. Przy zbyt małym poziomie wzbudzenia (poniżej 20 μW), co zdarza się często w układach CMOS, maleje dobroć i stabilność rezonatora. Nadmierne wzbudzenie (ponad 500 μW) powoduje wejście w zakres drgań nieliniowych, wzrost temperatury płytki, zmianę f_s i f_p oraz może spowodować trwałe uszkodzenie płytki lub ciągłości napylonej elektrody. W efekcie tego może zmaleć aktywność rezonatora, mogą pojawić się nowe częstotliwości pasożytnicze, a częstotliwość oscylacji przy przestrajaniu może zmieniać się skokowo. Wady takie ma wiele rezonatorów wycofanych z eksploatacji.

Dobroć rezonatora obciążonego Q_0 zależy od układu oscylatora i wynosi 0,15 do 0,5 Q_n. Jest ona mniejsza w oscylatorach jednostopniowych i z rezonansem równoległym.

Szumy oscylatora kwarcowego zależą głównie od szumów elementów aktywnych. Tranzystory *p-n-p* dają mniejsze szumy niż *n-p-n*, zaś MOSFET-y największe. Najmniejsze szumy wnoszą fety wielkoprądowe typu CP 643, P 8000, BF 246 oraz dwubramkowe, np. BF 900. Tranzystory bipolarne powinny mieć duże wzmocnienie prądowe h_{21} (100÷400), małą rezystancję wewnętrzną r'_{bb} i powinny pracować na liniowej części charakterystyki. Jeśli tranzystor wchodzi w zakres nasycenia i odcięcia, to rezonator „widzi" znacznie zmieniającą się rezystancję złącza baza-emiter, co jest powodem zwiększenia szumów i generacji harmonicznych. Pod tym względem oscylatory z układami TTL są najmniej korzystne.

Największą dobroć, a więc i stabilność uzyskuje się w układach overtonowych wyższego rzędu, np. oscylator $f_g = 96$ MHz przy pracy z rezonatorem na 7-overtonie ma lepsze parametry niż przy pracy na 5-overtonie. Oscylatory kwarcowe o dużej stabilności i małych szumach wymagają zasilania napięciem stabilizowanym i pozbawionym szumów, a oscylatory najwyższej jakości wymagają pracy w termostacie z liniową regulacją temperatury.

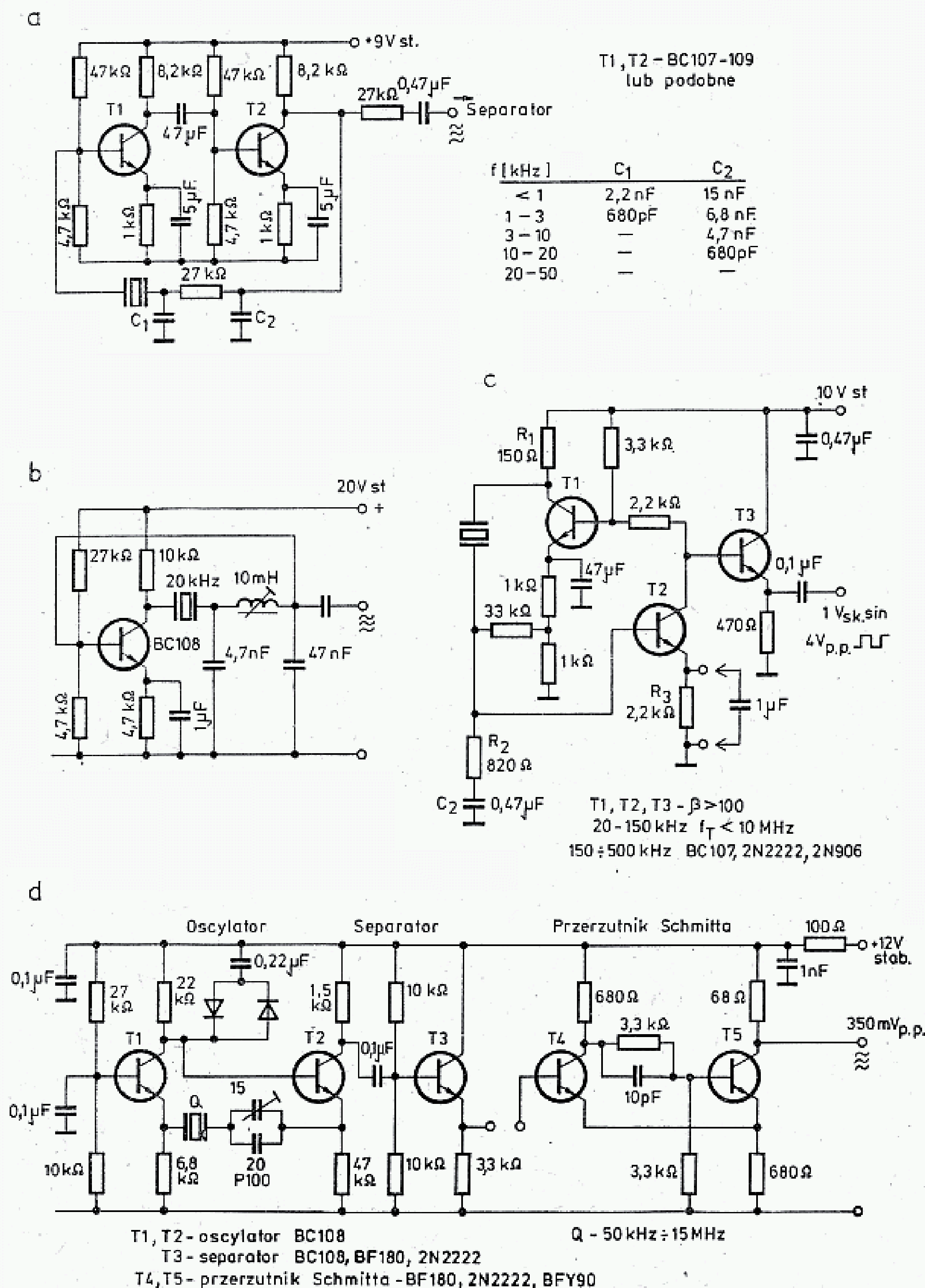
5.1.3.2 Oscylatory dla częstotliwości mniejszych od 1 MHz

Rezonatory o częstotliwościach poniżej 1 MHz mają dużą rezystancję szeregową $r_s = 80$ kΩ do 1 MΩ, są więc trudne do wzbudzenia i dlatego wymagają specjalnych układów z dużym wzmocnieniem i dużą impedancją wejściową. Większość rezonatorów wykazuje rezonanse pasożytnicze na większych częstotliwościach i dlatego układy oscylatorów powinny zapobiegać wzbudzaniu się na tych częstotliwościach przez włączenie filtru dolnoprzepustowego RC lub LC, a ponadto w tych układach stosuje się tranzystory o małym f_T.

Oscylatory kwarcowe m.cz. znajdują zastosowanie w układach generatorów PLL jako źródło częstotliwości wzorcowej, w zegarach oraz w kalibratorach częstotliwości. Na rysunku 5.16a pokazano oscylator dwustopniowy dla bardzo małych częstotliwości (0,8 do 50 kHz), [20]. Filtr dolnoprzepustowy RC włączony w szereg z kwarcem dokonuje transformacji reaktancji i zapobiega wzbudzaniu się na rezonansach pasożytniczych. Na rysunku 5.16b pokazano oscylator 20 kHz jednostopniowy z transformacją impedancji w układzie złożonym z 4,7 nF + 10 mH+47 nF. Wyjścia obu oscylatorów muszą być dołączone do separatorów o dużej impedancji wejściowej. Oscylator z rys. 5.16c, dla zakresu 20÷500 kHz jest dwustopniowy (*T1*, i *T2*), zaś układ z tranzystorem *T3* spełnia rolę separatora [19]. Dla uniknięcia oscylacji pasożytniczych należy stosować tranzystory o $f_T < 10$ MHz i $\beta > 100$ oraz dobrać stałą czasu R_2C_2.

Oscylator wytwarza drgania sinusoidalne z małą zawartością harmonicznych ($P_{2f} < 30$ dB), lecz jeśli rezystor R_3 zablokować kondensatorem 1 μF, to tranzystor *T2* wchodzi w stany nieliniowe, a na wyjściu otrzymuje się przebiegi prostokątne z dużym poziomem harmonicznych. Przy mało aktywnych kwarcach zwiększa się wzmocnienie w układzie powiększając rezystancję R_1 ze 150 Ω do 270 Ω oraz rezystancję R_2 z 820 Ω do 3300 Ω.

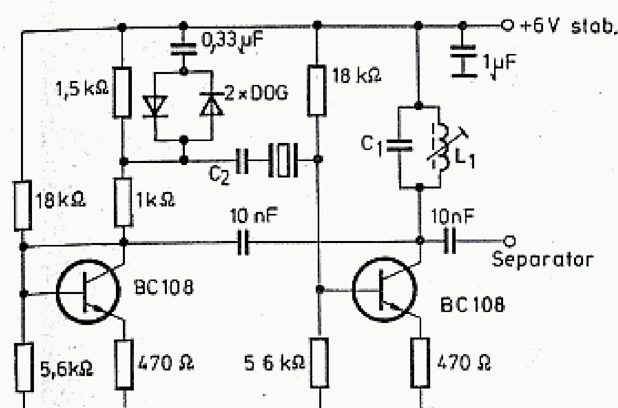
Na rysunku 5.16d pokazano oscylator w układzie Butlera z rezonansem szeregowym dla częstotliwości od 50 kHz wzwyż [22]. Jeśli wzmocnienie pętli jest nie-



5.16. a — Oscylator 2-stopniowy z rezonansem szeregowym 0,8 ÷ 50 kHz [18], b — Oscylator 20 kHz z transformacją impedancji, c — Oscylator małych częstotliwości z separatorem. Dołączenie kondensatora 1 μF daje przebiegi prostokątne, d — Oscylator Butlera z separatorem i przerzutnikiem Schmitta z rezonansem szeregowym kwarcu 100 kHz lub 1 MHz, dający widmo prążkowe do 2 000 MHz. Oscylator ten oscyluje z kwarcami w zakresie 50 kHz do 15 MHz [22]

dostateczne dla wzbudzenia oscylacji, to rezystor kolektorowy 22 kΩ przy tranzystorze *T1* należy zastąpić dławikiem lub obwodem rezonansowym. Gdy oscylacje są zbyt silne, to ogranicza się je dwiema diodami włączonymi przeciwsobnie. Diody te ułatwiają wzbudzenie się układu. Po zmniejszeniu rezystancji emiterowej tranzystora *T2* z 47 kΩ na 1 kΩ uzyskuje się przebiegi prostokątne. Wtedy, dla rezonatora 100 kHz, można uzyskać prążki kalibrujące do ponad 30 MHz, a dla

rezonatora 1 MHz także w pasmach UKF. Jeszcze szersze widmo prążkowe można uzyskać po dołączeniu przerzutnika Schmitta na tranzystorach w.cz., np. 2N2222, BF180, BFY90. Dla rezonatora 100 kHz można otrzymać w pasmie 432 MHz prążki o poziomie 25 dB nad szumy a dla rezonatora 1 MHz także w pasmie 1296 MHz.

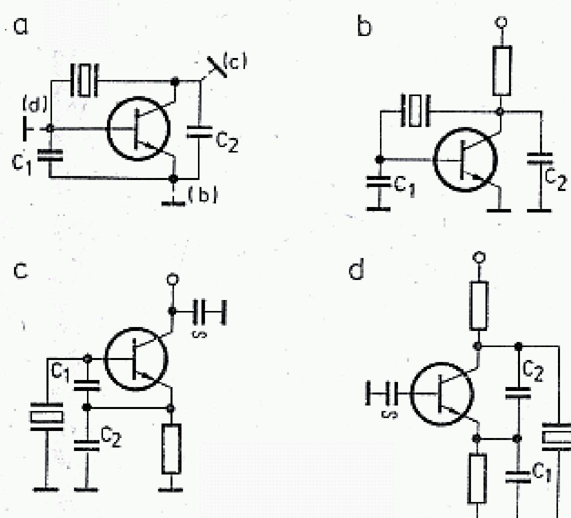


5.17. Oscylator dla rezonatorów z cięciem GT i DT trudno wzbudzających się w zakresie 10÷150 kHz

Trudno wzbudzające się rezonatory dla zakresów 40÷250 kHz z cięciem GT +5°, X oraz DT można wzbudzić w układzie z rys. 5.17 po dostrojeniu $L_1 C_1$ do rezonansu. Przyjmuje się $X_L \cong 650\ \Omega$ oraz $C_1 = 2 \div 10$ nF, $C_2 = 10$ nF w przypadku modu szeregowego i $C_2 = 30$ pF w przypadku równoległego modu.

5.1.3.3 Oscylatory dla częstotliwości do 20 MHz

W oscylatorach aperiodycznych w zakresie 750 kHz do 20 MHz (30 MHz) stosowane są rezonatory o cięciu AT z rezonansem równoległym. Spełniają one w nich rolę indukcyjności. Podstawowy układ oscylatora pokazano na rys. 5.18a. W zależności



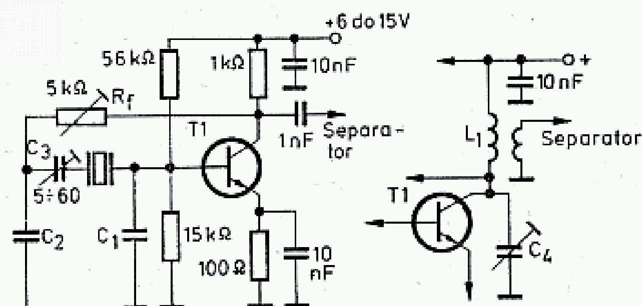
5.18. Oscylatory z rezonansem równoległym rzędu podstawowego — układ zastępczy w.cz.
a — układ wyjściowy, b — układ Pierce'a, c — układ Colpittsa, d — układ Clappa

od miejsca połączenia z masą otrzymuje się znane z wersji lampowej układy Pierce'a (b), Colpittsa (c) i Clappa (d).

Układ Pierce'a (rys. 5.19) przy małej wartości R_f(> 1 kΩ) w pętli sprzężenia zwrotnego daje znaczny poziom harmonicznych. Przy zwiększaniu R_f maleje zawartość harmonicznych do −40 dB, lecz czas pełnego wzbudzenia się może wynosić kilka sekund. Przy $R_f = 3{,}9$ kΩ i zastąpieniu rezystora kolektorowego obwodem

L_1C_4 o dobroci $Q_n = 50$ uzyskuje się $P_{2f} = -35$ dB, a przy $Q_n = 160$ $P_{2f} = -50$ dB. Podobny efekt daje pominięcie kondensatora w emiterze tranzystora *T1* (sinusoida), zaś jego zwiększenie prowadzi do otrzymania drgań prostokątnych. Przyjmuje się $C_3 = C_L$. C_3 wpływa na częstotliwość podobnie jak obwód L_1C_4. Stabilność temperaturowa zależy od kąta cięcia AZ i wynosi ±10 ppm w zakresie od 0°C do +60°C.

Układ Colpittsa z rys. 5.20 stanowi bardzo popularną wersję oscylatorów. Zaletą układu jest możliwość połączenia z masą jednej elektrody i obudowy rezonatora, co zmniejsza niebezpieczeństwo oscylacji pasożytniczych i zwiększa stałość



T2 - BC107, BF180, 2N918, 2N2222
BF240, BF520 itp.

Częstotliwość [MHz]	C_1 pF	C_2 pF
0,05 – 0,5	3000	3000
1 – 3	820	470
3 – 10	470	220
10 – 20	330	120

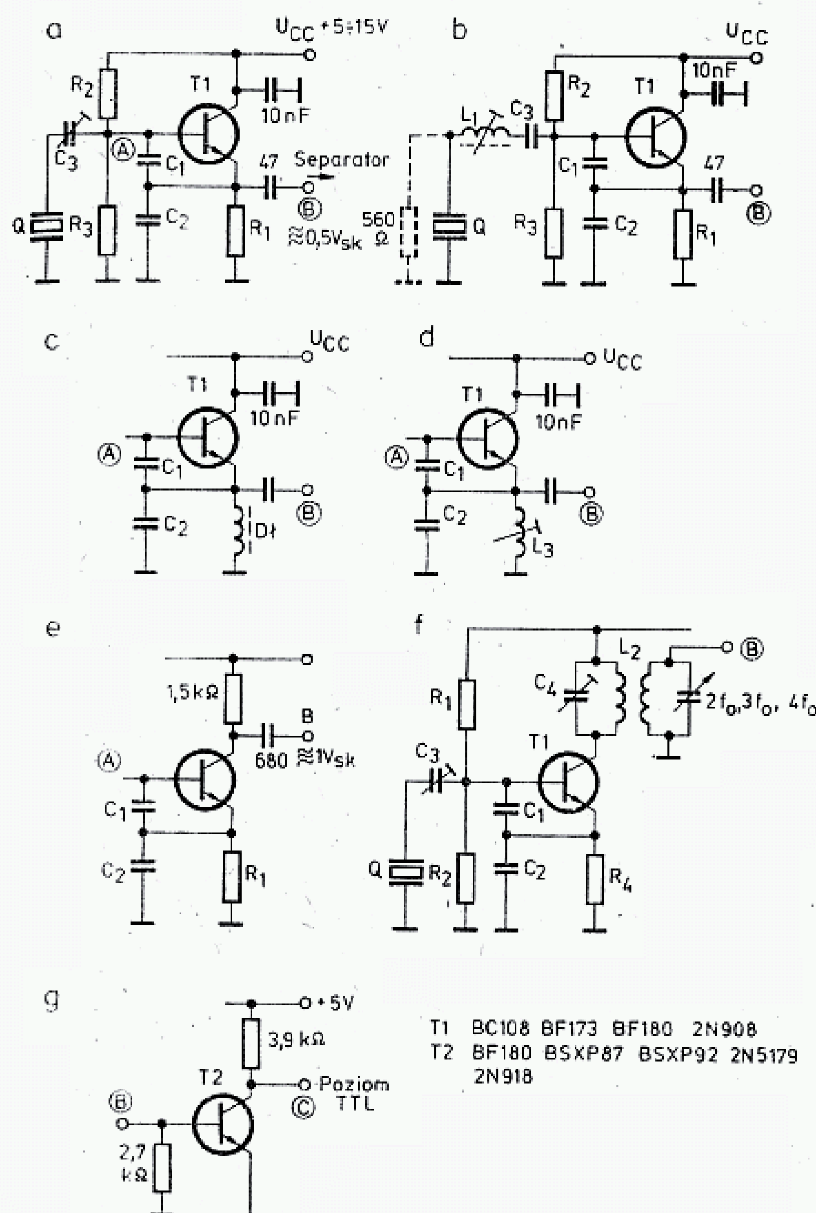
5.19. Oscylator rezonansu równoległego pracujący na częstotliwości podstawowej w układzie Pierce'a

częstotliwości. Oscylator ten wykonywany jest w kilku odmianach. Oscylator pracuje w modzie równoległym z rezonatorami w zakresie 150 kHz do 20 MHz i wyżej. Jako tranzystor *T1* stosuje się wszystkie tranzystory mało szumiące, np. BC 107, BF 180. Kondensator C_3 powinien mieć pojemność 1,5 do 2,5 razy większą niż C_L.

Przy małych częstotliwościach i przy rezonatorach z modem szeregowym stosuje się dodatkowo obwód L_1C_3 (rys. 5.20b) dostrojony do częstotliwości kwarcu, w którym reaktancja C_3 wynosi 50 do 80 Ω. W układzie tym następuje inwersja impedancji, a przestrajanie indukcyjności umożliwia korektę częstotliwości. Przy uruchamianiu, dla dostrojenia L_1C_3 kwarc zwiera się i mierzy częstotliwość oscylacji. Dzielnikowi R_2/R_3 nadaje się wartości od 100k/47k do 15k/6,8 k. Duże wartości dają większą stabilność termiczną, mniejsze większą moc oscylacji.

Dzielnik C_1/C_2 decyduje o wielkości sprzężenia zwrotnego i stabilności termicznej układu. Często przyjmuje się $C_1 = C_2$ i ich reaktancję $X_c = 200$ do 500 Ω. Na przykład: dla 500 kHz $C_1 = 680$ pF, $C_2 = 1000$ pF, a dla 15 MHz $C_1 = C_2 = 80 \div 100$ pF. Należy stosować pojemności jak największe, przy których układ jeszcze się dobrze wzbudza. Ich wartość zależy od aktywności kwarcu i parametrów tranzystora. Rezystor R_1 wytwarza ujemne sprzężenie zwrotne, lecz jego wartość nie jest krytyczna. Dla 500 kHz stosuje się $R_1 = 2{,}2$ kΩ, a dla 20 MHz $R_1 = 680$ Ω. W przypadku mało aktywnego kwarcu, dla uzyskania oscylacji, rezystor R_1 należy zastąpić dławikiem lub cewką L_3 dającą rezonans z C_2 na częstotliwości pracy (rys. 5.20c i d).

Dla uzyskania większego poziomu sygnału do obwodu kolektorowego tranzystora *T1* należy włączyć rezystor 1,5 kΩ i z niego odbiera się sygnał (rys. 5.20e),



5.20. Oscylatory w układzie Colpittsa

a — układ podstawowy,
b — przy częstotliwościach małych i z rezonatorem dla modu szeregowego,
c, d — układ przy mało aktywnych kwarcach,
e — układy ze zwiększonym napięciem wyjściowym,
f — układ z powielaniem częstotliwości,
g — wzmacniacz-separator do sterowania układów TTL

a dla wysterowania na poziomie TTL należy dołączyć jednostopniowy wzmacniacz pracujący na tranzystorze *T2* (rys. 5.20g). Jeśli mimo to poziom sygnału na wyjściu tranzystora *T2* jest niewystarczający, to w punkcie *B* trzeba dołączyć przerzutnik Schmitta z rys. 5.16d.

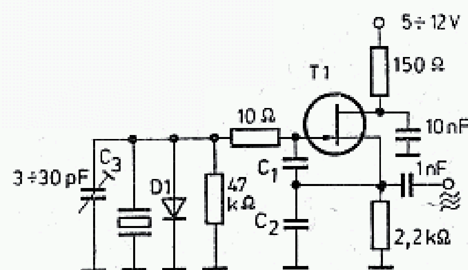
Układ Colpittsa po włączeniu do obwodu kolektorowego obwodu L_2C_4, pozwala na bezpośrednie powielanie częstotliwości (rys. 5.20f). Obwód ten można zestroić na częstotliwościach $2f_0$, $3f_0$, a nawet $4f_0$. Dla uniknięcia przechodzenia do dalszych stopni niepożądanych harmonicznych stosuje się podwójny obwód rezonansowy sprzężony indukcyjnie. Obwód L_2C_4 można także dostroić do częstotliwości podstawowej f_0. Uzyska się wtedy większy sygnał, a poziom harmonicznych spadnie poniżej -30 dB. Do wykonania powyższych oscylatorów wraz z separatorami można zastosować układ scalony US UL1111 lub podobny.

Zmiany napięcia w zakresie $5 \div 10$ V lub zmiany temperatury w zakresie $0° \div 60°$C wywołują zmiany częstotliwości do 10 ppm.

Oscylatory Colpittsa wykonuje się także stosując tranzystory polowe (rys. 5.21). Obciążenie rezonatora można zmniejszyć zmniejszając pojemność C_1. Rezystor $10 \div 47$ Ω włączony między rezonator i bramkę zapobiega ewentualnym oscylacjom

pasożytniczym na UKF, gdyż stosowane fety mają wielką częstotliwość f_T. Zamiast rezystorów można na wyprowadzenie bramki nałożyć perełkę ferrytową FB. W układach z tranzystorem polowym powinno się stosować diodę *D1* ograniczającą amplitudę drgań. W tranzystorach bipolarnych rolę tę spełnia przejście baza-emiter. Bez diody w niektórych przypadkach fet może przejść do pracy w obszarze silnie nieliniowym generując sygnał zbliżony do prostokątnego.

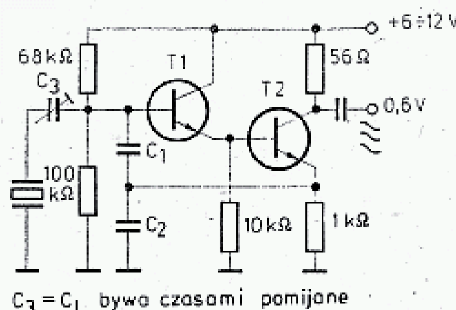
Na rysunku 5.22 pokazano bardzo nowoczesny układ oscylatora Colpittsa. Duża rezystancja wejściowa układu Darlingtona umożliwia stosowanie dużych pojemności C_1 i C_2, a tym samym zmniejszenie wpływu pojemności dynamicznych



T1 : BF245, 2N3819, 2N4416, MPF102
D1 : 1N914, BAP795

f (MHz)	C_1 (pF)	C_2 (pF)
3 10	27	68
10 20	10	27

5.21. Układ Colpittsa pracujący na tranzystorze polowym



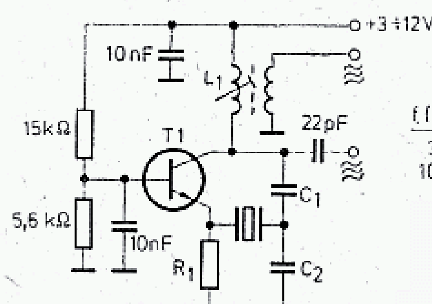
$C_3 = C_L$ bywa czasami pomijane

T1, T2 2N914, BF180, BC108, 2N2222
BF197, BF197 i BF520

f (MHz)	C_1 (pF)	C_2 (pF)
3 ÷ 6	560	470
6 ÷ 15	560	220
15 ÷ 30	220	100

5.22. Bardzo stabilny układ Colpittsa ze wzmacniaczem Darlingtona

tranzystora na pracę oscylatora. Jeśli układ wzbudza się na overtonach (3. lub 5.), to dla wyeliminowania tego w szereg z pojemnością C_2 włącza się małą cewkę L_1 o takiej indukcyjności, by obwód L_1C_2 dla częstotliwości f_0 miał reaktancję pojemnościową, a dla $3f_0$ — indukcyjną. Minimum harmonicznych występuje wtedy, gdy sprzężenie określone przez C_1/C_2 jest nieco nadkrytyczne. W literaturze [20] opisano zasady doboru pojemności C_1 i C_2.



f (MHz)	C_1 (pF)	C_2 (pF)
3 ÷ 10	47	390
10 ÷ 20	22	220

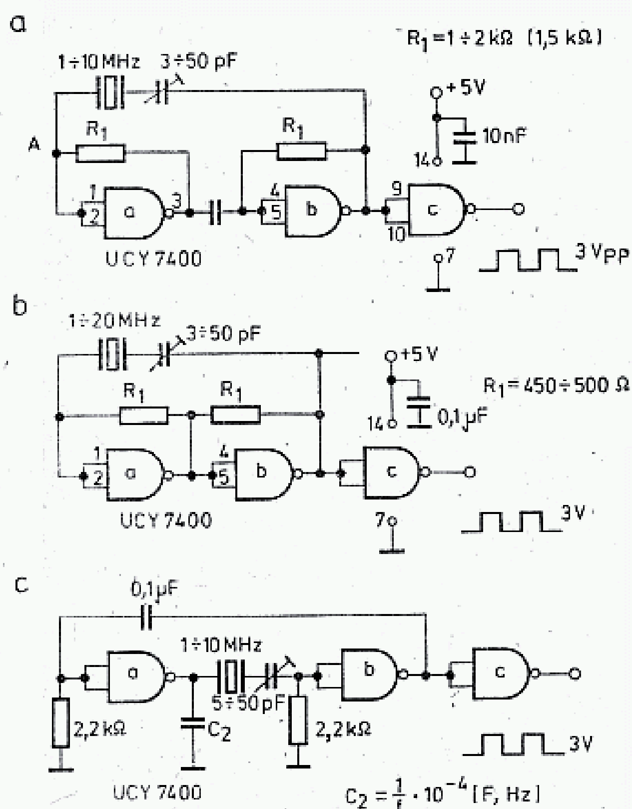
T1 – 2N918, BF180, BC108 itp.
R_1 – 100 ÷ 1000 Ω
L_1, C_2 w rezonansie z f_0

5.23. Układ z uziemioną bazą

Na rysunku 5.23 pokazano prosty układ oscylatora, w którym pracują kwarce obu modów [19]. Tranzystor pracuje w układzie wspólnej bazy. Dla dostrojenia obwodu L_1C_1 do właściwej częstotliwości należy zewrzeć kwarc i w czasie oscylacji układu zmieniać odpowiednio indukcyjność L_1. Wartość rezystancji R_1 wpływa na amplitudę drgań i obciążenie kwarcu. Gdy rezystancja R_1 jest mała, to amplituda

drgań jest mniejsza, lecz stabilność jest większa. Układ pracuje dobrze już przy $U_{cc} = +3$ V. Wpływ napięcia na częstotliwość jest mały, zaś wpływ temperatury około 10 ppm.

W technice cyfrowej często stosowane są oscylatory budowane na bramkach TTL 7400. Istnieje kilka odmian układów, pokazano tu trzy z nich, (rys. 5.24). Istotną sprawą jest linearyzowanie bramek za pomocą rezystorów. Na wyjściu



5.24. Oscylatory na bramkach TTL 7400

otrzymuje się przebiegi prostokątne. Przebieg zbliżony do sinusoidy otrzymuje się w p.A. Układ 5.24b łatwo wzbudza się i można w nim osiągnąć częstotliwość 20 MHz, natomiast w układzie 5.24a można osiągnąć 10 MHz, i trzeba dobierać wartości rezystancji R_1, lecz daje mniejsze obciążenie rezonatora. Układ pokazany na rys. 5.24c wzbudza się w zakresie $1 \div 10$ MHz. Poszczególne rezonatory w powyższych układach wzbudzają się w różny sposób, czasami na rezonansach pasożytniczych. W układzie 5.24c można temu zapobiec dobierając odpowiednio wartość pojemności C_2.

5.1.3.4 Oscylatory overtonowe

Rezonatory kwarcowe o cięciu AT wykonywane są normalnie na zakres częstotliwości do 20 MHz, wyjątkowo do 30 MHz. Większe częstotliwości są uzyskiwane z rezonatorów overtonowych. Pracują one w rezonansie szeregowym. Częstotliwość overtonu f_g różni się nieco od częstotliwości podstawowej f_0 pomnożonej przez nieparzystą krotność harmonicznej. Powody tego zjawiska wyjaśniono w rozdziale 3.9.3.

Rezonatory przewidziane do pracy overtonowej mają specjalne cięcie i wykończenie, związane z określonym rzędem overtonu. Pracują one dobrze na overto-

nach wyższych niż je projektowano, zaś na częstotliwości podstawowej mogą być mniej aktywne. Odwrotna sytuacja występuje, jeśli chce się wzbudzić na overtonie rezonator wykonany dla drgań podstawowych. W tych przypadkach, mimo stosowania układów overtonowych, oscylator może wzbudzać się na częstotliwości podstawowej lub pasożytniczej, w szczególności jeśli f_T tranzystora nie jest dostatecznie duże. Powinno stosować się tranzystory o częstotliwościach $f_T > 500$ MHz.

Rezonatory kwarcowe można łatwo sprawdzić na zdolność wzbudzenia się na częstotliwości podstawowej, częstotliwościach pasożytniczych i na overtonach oraz wystarczająco dokładnie określić częstotliwości rezonansów i aktywność. W tym celu należy dołączyć badany rezonator przez kondensator 1 do 2 pF do gorącego końca cewki dip-metru, np. RUFG4, a drugi koniec połączyć z masą. W czasie powolnego przestrajania miernikiem w kierunku większych częstotliwości, a następnie w kierunku mniejszych, można wykryć częstotliwości rezonansowe. Dokładny pomiar tych częstotliwości można wykonać za pomocą odbiornika lub częstościomierza cyfrowego. Rezonator wyraźnie synchronizuje częstotliwość oscylacji dip-metra, a zakres trzymania jest wskaźnikiem aktywności rezonatora. Autor, po dobudowaniu do dip-metra podstawki pod rezonatory, wzbudzał tą metodą większość rezonatorów od częstotliwości podstawowej aż do 9-overtonu dochodząc do 130 MHz.

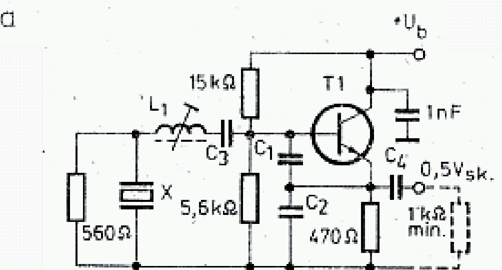
Najczęściej spotykane są rezonatory przystosowane do pracy na 3. i 5. overtonie, a powyżej 100 MHz spotyka się także 7. overton. Zastępcza rezystancja szeregowa r_s zwiększa się wraz z rzędem harmonicznej, lecz jednocześnie maleje pojemność C_s i w efekcie dobroć Q_n zwiększa się (p. tabl. 3.9.1). Skutkiem tego stabilność oscylatora na wyższym overtonie jest lepsza, a szumy mniejsze. Przeszkodą do wzbudzenia na wyższym overtonie może być znaczna pojemność statyczna C_0 i wtedy kompensuje się ją wspomnianą już cewką L_p (rys. 5.25e).

Układy oscylatorów overtonowych pokazane na rys. 5.25 są podobne do układów opisanych w punkcie poprzednim (rys. 5.20—23). Różnią się od nich przede wszystkim występowaniem obwodu L_1C_3, dostrojonego do overtonu oraz mniejszymi pojemnościami C_1 i C_2 w układzie sprzężenia zwrotnego. Dobierając odpowiednio te pojemności i przestrajając obwód L_1C_3 uzyskuje się drgania na żądanym overtonie — 3., 5. lub 7. Drgania na wysokich overtonach jednak łatwo zrywają się na skutek zmiany warunków: temperatury, obciążenia, napięcia. Dla sprawdzenia czy drgania odbywają się na właściwym overtonie nie wystarczy pomiar oczekiwanej częstotliwości, lecz należy sprawdzić cały ich ciąg. W tym celu do obwodu kolektorowego należy zbliżyć falomierz (dip-meter) i mierzyć kolejne częstotliwości występujące w tym obwodzie.

Na przykład: jeśli rezonator 9,6 MHz jest wzbudzony na 5. overtonie, to można wykryć silny sygnał na 48 MHz, słabszy na 96 MHz i bardzo słaby na 144 MHz, natomiast na częstotliwościach 9,6 MHz i 28,8 MHz nie powinno być jakichkolwiek sygnałów. Jeśli one jednak wystąpią świadczyć to będzie o wzbudzeniu się rezonatora na częstotliwości podstawowej. Przy wzbudzeniu się na 3. overtonie wystąpią sygnały przy 28,8 MHz, 57,6 MHz, 86,4 MHz i 115,2 MHz.

Układ z rys. 5.25a jest podobny do układu 5.20a. Obwód L_1C_1, nie zawsze konieczny, dostraja się do częstotliwości overtonowej po zwarciu rezonatora. Po

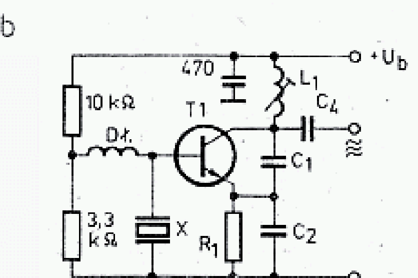
a



T1 jak na rys. 5.25 b

f(MHz)	C_3 (pF)	C_1 (pF)	C_2 (pF)	C_4 (pF)
15 – 25	100	100	68	33
25 – 55	100	68	47	33
55 – 70	68	33	15	22
70 – 110	∞	12	18	5

b

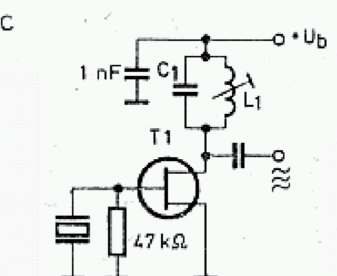


T1 - BFY90, BF180, BF375, 2N918
Dł - 3÷10 μH ($X_L \approx 3 \div 5$ kΩ)

X: 30÷120 MHz 3-ci, 5-ty, 7-my overton
R_1: 400÷1000 Ω

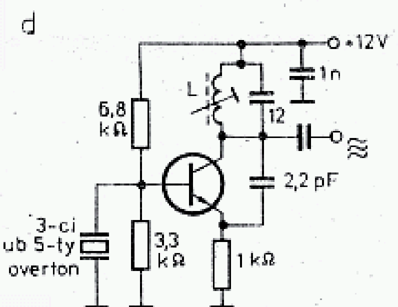
f (MHz)	C_1 (pF)	C_2 (pF)
20 ÷ 60	15	180
60 ÷ 100	8	47
>100	2,2	10

c

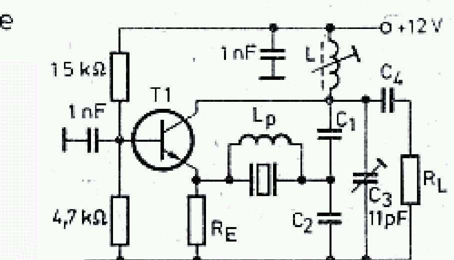


T1 - 2N3819, MPF102, TIS34, BF245
L_1 - C_1 - nastrojowy na overton

d



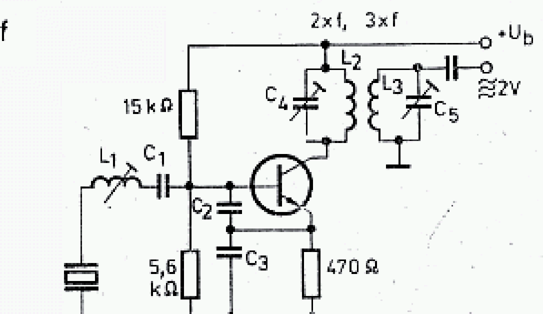
e



T1 - 2N918, 2N2222, BFY90

f MHz	C_1 pF	C_2 pF	I_C mA	R_E Ω	L_p nH	R_L Ω
75	8	100	25	510	250	470
120	8	50	25	390	100	300
150	5	25	5	1100	80	600
200	3	20	5	1100	50	600

f



5.25 a — Oscylator overtonowy w układzie Colpittsa do pracy na częstotliwościach do 120 MHz. Obwód L_1C_3 może być w wielu przypadkach pominięty lub zastąpiony trymerem 5—50 pF, b — Podstawowy układ oscylatora overtonowego dla 3., 5. i 7. overtonu, c i d — Niezalecane, choć proste układy oscylatorów overtonowych, e — Oscylator overtonowy wzbudzający się na trzecim, 5. i 7., a nawet 9. overtonie. Cewka L_p wraz z pojemnością C_0 powinny być w rezonansie na częstotliwości oscylacji, f — Oscylator overtonowy z dodatkowym powielaniem częstotliwości w kolektorze. Obwód L_1C_1 przy dobrych rezonatorach overtonowych może być pominięty. Pozostałe parametry jak na rys. 5.25a

usunięciu zwarcia, rezonator przejmuje funkcje stabilizujące częstotliwość na overtonie. Rezystor 560 Ω bocznikujący rezonator stosuje się tylko wtedy, gdy układ ma skłonność do wzbudzania się na częstotliwościach niepożądanych.

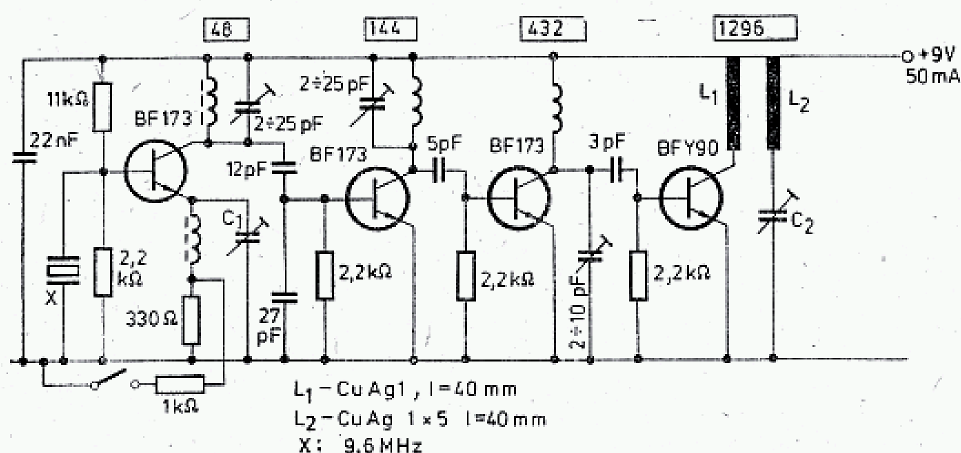
Na rysunku 5.25b pokazano bardzo często stosowany układ wzbudzający się na 3., 5. lub 7. overtonie [19]. Rząd overtonu dobiera się za pomocą obwodu $L_1 C_1 C_2$. W tym celu po zwarciu rezonatora dużym kondensatorem (1 nF) częstotliwość oscylacji ustala się dobierając C_1 i L_1, a po usunięciu zwarcia częstotliwość oscylacji, narzuconą przez rezonator lekko koryguje się przestrajając L_1. Dławik ma za zadanie oddzielenie rezonatora od dzielnika napięcia, czym zwiększa się dobroć układu. Przy mniejszych wymaganiach jakościowych można go pominąć.

Jeszcze prostsze układy oscylatorów overtonowych pokazano na rys. 5.25c i d. Są one stosowane w prostych układach konwerterów i transwerterów, lecz ponieważ rezonator jest w nich dość znacznie stłumiony, mają one gorsze parametry szumowe. Poza tym nie wszystkie rezonatory w tych układach wzbudzają się na właściwym overtonie, a w szczególności mogą wystąpić przeskoki np. z 7. overtonu na 5.

Jeśli sygnał z oscylatora jest w następnych stopniach powielany, lub ma sterować mieszacz, to korzystniejsze są przebiegi bardziej prostokątne i wtedy przy tranzystorach polowych pomija się diodę ograniczającą (rys. 5.25c).

Na rysunku 5.25e pokazano kolejną, często spotykaną wersję oscylatora overtonowego [20]. W układzie tym rezonator zbocznikowany jest cewką L_p, dobraną tak, by z pojemnością statyczną C_0 dawała rezonans na częstotliwości podstawowej. Zapobiega to wzbudzaniu się na tej częstotliwości. Strojenie obwodu $L_1 C_1 C_2 C_3$ na częstotliwości overtonu rozpoczyna się przy zwartym rezonatorze, a po usunięciu zwarcia układ optymalizuje się. Układ ten jest zdolny oscylować nawet na 11. overtonie. Bocznikowanie rezonatora indukcyjnością można stosować także w poprzednio opisanych układach.

W oscylatorze overtonowym z rys. 5.25f można dokonywać także jednoczesnego powielania częstotliwości w sposób podobny na rys. 5.20f. W układzie tym można uzyskać także parzyste krotności f_0, np.: $6f_0$, $10f_0$, których zwyczajny oscylator overtonowy nie daje. Po wszystkich oscylatorach overtonowych powinno

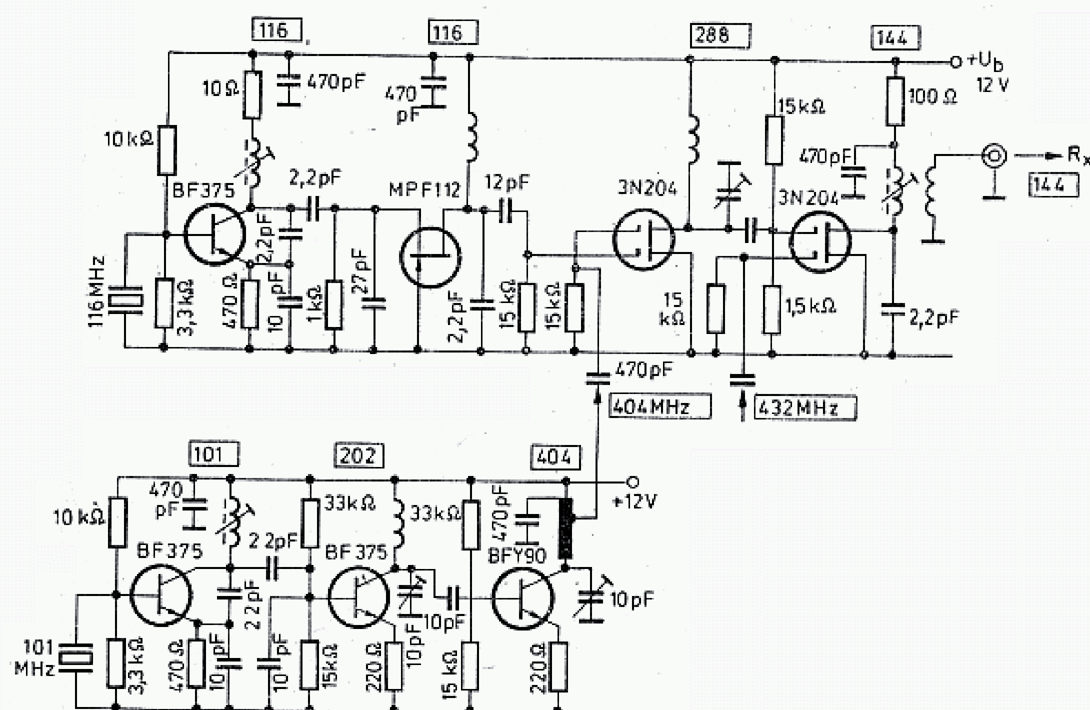


5.26. Generator sygnałowy znakujący początki pasma wg SP6LB. Rezonator 9,6 MHz jest wzbudzany od razu na 5. overtonie. Zasilanie z 2 baterii płaskich, słyszalność do 100 m na wszystkich pasmach. Kluczowanie daje skok częstotliwości 600 Hz na częstotliwości 432 MHz

stosować się słabo sprzężone separatory, najlepiej zbudowane na tranzystorach polowych.

Na rysunku 5.26 pokazano podręczny kalibrator znakujący początki pasm UKF. Rezonator 9,6 MHz wzbudzony jest na 5. overtonie narzuconym przez obwód kolektorowy 48 MHz. Trymer C_1 umożliwia ustawienie częstotliwości $\pm 1,5$ kHz. Przez bocznikowanie rezystora emiterowego 330 Ω dodatkowym rezystorem 1 kΩ włączanym kluczem lub przez multiwibrator uzyskuje się skok częstotliwości o 200 Hz na 144 MHz i 1800 Hz na 1296 MHz, co pozwala na identyfikację sygnału. Obwód L_2C_2 silnie sprzężony z L_1 dostraja się do 1296 MHz. Przy zasilaniu kalibratora z 2 płaskich baterii 3R12 dla 1296 MHz uzyskuje się moc około 5 mW. Całość zmontowana jest w bakelitowym pudełku i dlatego jest słyszana na 144 MHz, 432 MHz i 1296 MHz z odległości do 100 m.

Na rysunku 5.27 pokazano fragment układu transwertera MMT432/144. Dla dwustronnej przemiany między 144 i 432 MHz potrzebna jest heterodyna 288 MHz. Nie można jej uzyskiwać z powielania, np. 48 MHz, gdyż harmoniczne

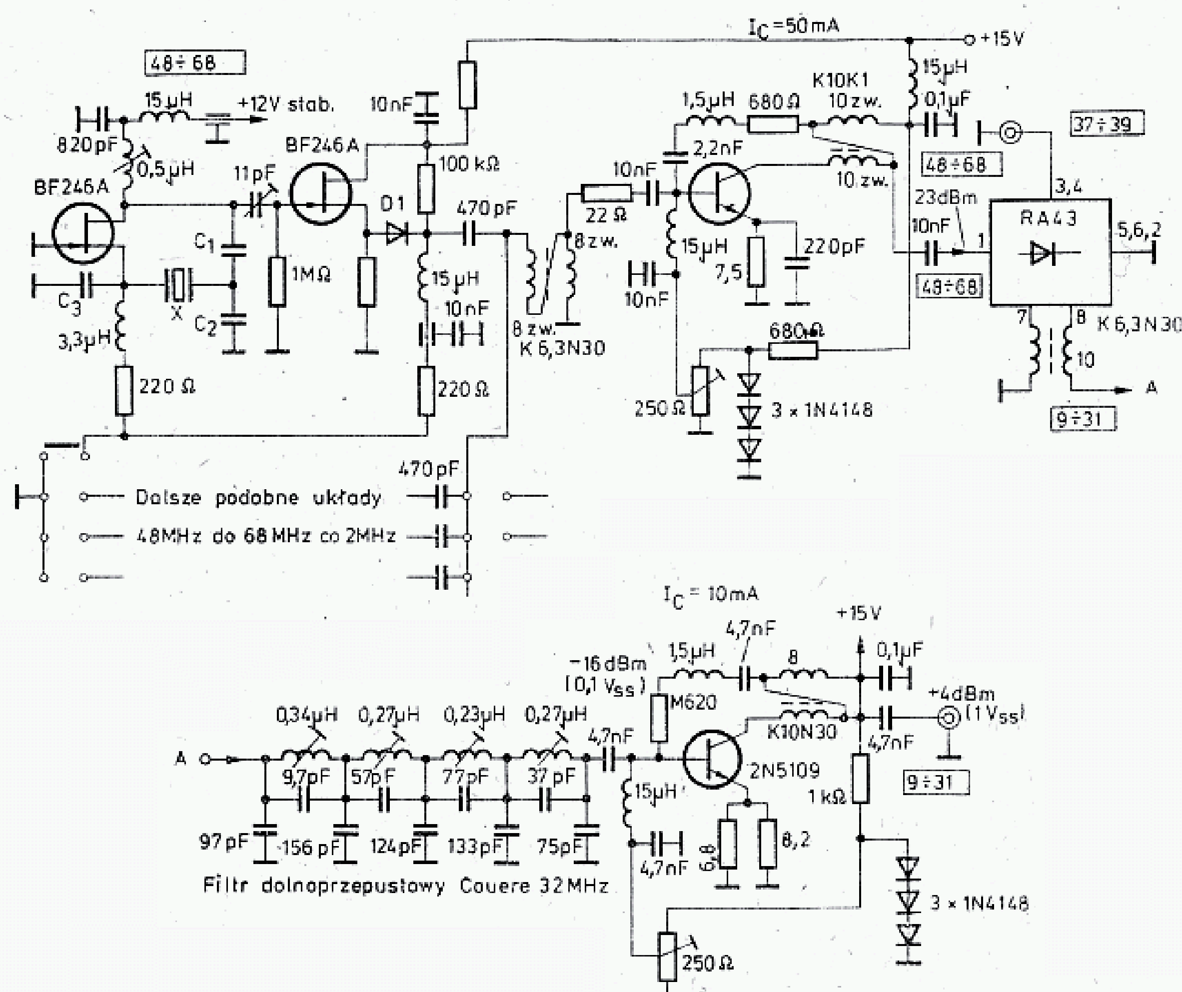


5.27. Układ formowania sygnału 288 MHz jako różnica częstotliwości dwóch generatorów overtonowych 404 MHz i 116 MHz w transwerterze MML 432/144

tego oscylatora wypadną na początku pasma. Dlatego częstotliwość 288 MHz otrzymuje się w wyniku mieszania w tranzystorze 3N204 dwóch sygnałów 116 MHz i 404 MHz. Oscylatory overtonowe 116 MHz i 101 MHz pracują w układzie pokazanym na rys. 5.25b. Cewki w obwodach kolektorowych dostrajane są rdzeniami. Rezystor 10 Ω w obwodzie kolektorowym 116 MHz zapobiega wzbudzeniom na częstotliwościach niepożądanych. Sygnał 288 MHz z mieszacza 3N204 jest doprowadzony do drugiego mieszacza odbiorczego 432/144 MHz, także zbudowanego na 3N204. Sygnały generatorów 116 i 404 MHz są ponadto wykorzystywane w torze nadawczym.

Na rysunku 5.28 pokazano heterodynę w układzie premikserowym dla pełnozakresowego odbiornika $0,1 \div 30$ MHz z $f_p = 9$ MHz. Sygnał heterodyny

przestrajanej w zakresie 9 do 31 MHz otrzymuje się w wyniku mieszania w mieszaczu diodowym RAY3 sygnału VFO 37÷39 MHz (rys. 5.7) i przełączanych co 2 MHz za pomocą 10 bloków XO o częstotliwościach 48 MHz do 68 MHz. Po mieszaczu zastosowano filtr Cauera 32 MHz i wzmacniacz aperiodyczny sygnału 9÷31 MHz.

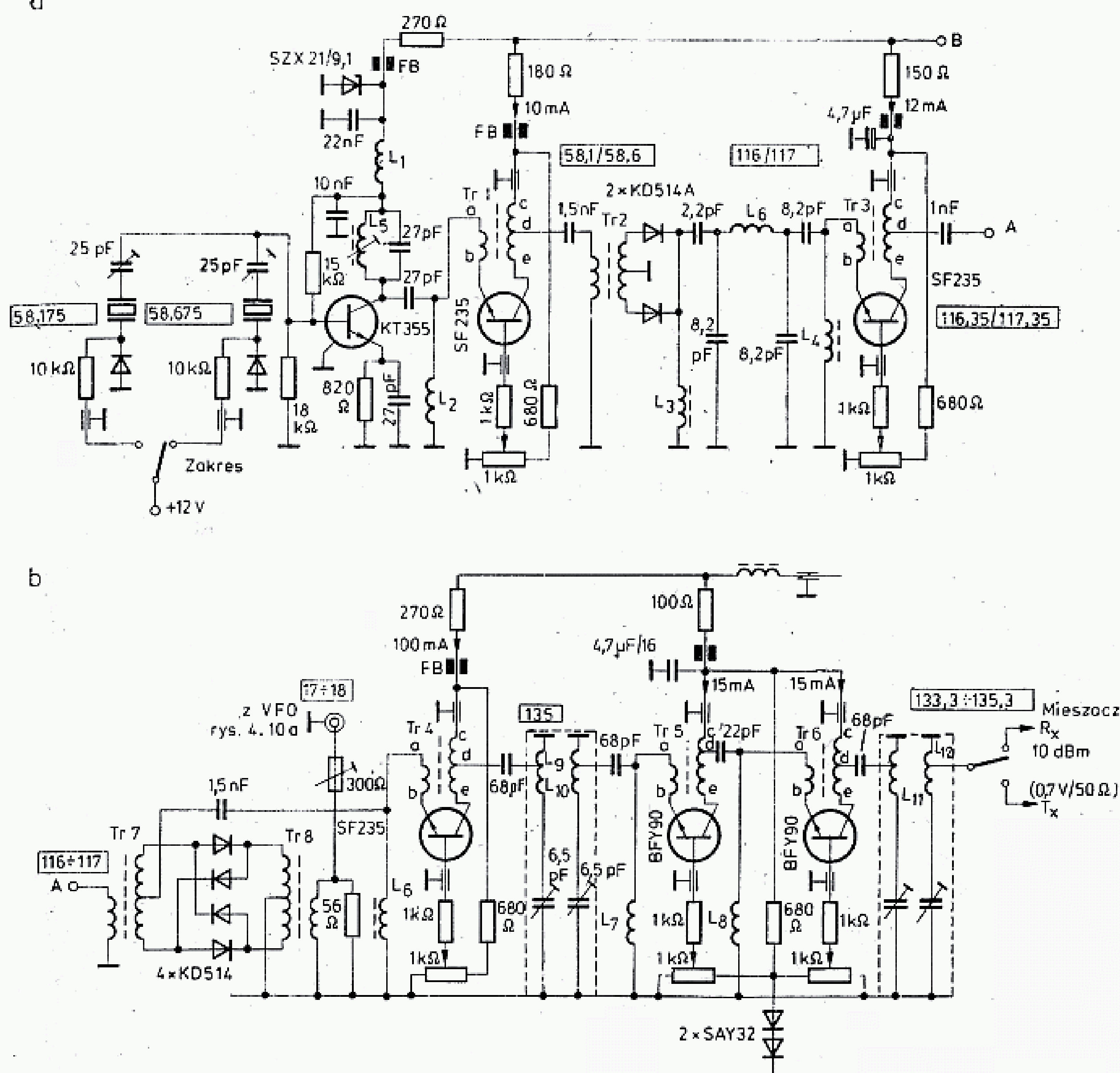


5.28. Generator w układzie premiksera do odbiornika pełnozakresowego 0,1÷30 MHz; sygnały jednego z 11 oscylatorów overtonowych mieszane są z sygnałami VFO z rys. 5.7. Szumy fazowe generatora są szczególnie małe: dla $\Delta f = 10$ kHz wynoszą — 156 dBm

pracujący na 2N5109. Szumy na wyjściu premiksera w odległości $\Delta f = 10$ kHz wynoszą −159 dBm, a więc wybitnie małe (rys. 4.9b, krzywa 9).

Na rysunku 5.29 pokazano heterodynę, także w układzie premiksera, z mieszaczem diodowym (4×KD514) zastosowaną w transiwerze 144 MHz (wg. Y41ZL) z pośrednią częstotliwością 10,7 MHz [10]. Heterodyna, w wyniku mieszania sygnału 116,35 lub 117,35 MHz, uzyskiwanego z jednego z dwóch oscylatorów XO 58,175 MHz lub 58,675 MHz, z sygnałem VFO 17÷18 MHz (rys. 5.5) daje na wyjściu sygnał przestrajany 133,3 do 135,3 MHz. W układzie zastosowano nowoczesne wzmacniacze ze wspólną bazą i ujemnym sprzężeniem obwodów emitera i kolektora, co powiększa szerokopasmowość i stabilność wzmacniacza. Na uwagę, zasługują także: podwajacz diodowy oraz wysoko selektywny filtr helikalny dla sygnału 133÷135 MHz. Na wyjściu otrzymuje się sygnał o poziomie 10 dBm, wykorzystywany dalej w torze nadawczym lub odbiorczym.

Na rysunku 5.30 pokazano kolejną wersję heterodyny, także w układzie premikserowym i mieszaczem diodowym zbudowanym na 4× SAY178, zastosowaną



5.29. Premikser 133—135 MHz w transiwerze 144 MHz wg Y41ZL, [10]
L_5 — 5 zw. DNE 0,8 na korpusie *K1*, rdzeń 4×12 MF320
L_6 — 7 zw. DNE 0,8, dalej jak L_5
$L_9 \div L_{12}$: 6,5 zw. CuAg 1, $D_w = 9$, $l = 14$, odczepy L_9 — 1,5 zw. $L_{10} \div L_{12}$: 0,5 zw., obudowa $L_{9,10}$ — 45×40, $L_{11,12}$ — 52×50
$Tr_1 \div Tr_6$: DNE 0,15; a—b 1 zw., c—d — 5 zw.; d—e — tzw. rdzeń otworowy 7×4×4 Mf150
Tr_2, Tr_7, Tr_8: 3×4 zw. skręcone DNE 0,15, rdzeń dwuotworowy 7×4×4 Mf 150

w transiwerze 144 i 432 MHz przez Y25TL [11]. Dwa overtonowe oscylatory XO o częstotliwościach 57,1 MHz i 57,4 HHz (pokazano tylko jeden) po separacji, podwojeniu i wzmocnieniu dają sygnał 114,2 MHz lub 114,8 MHz, przesunięte o 600 kHz. Sygnały te po zmieszaniu z VFO 18,5÷20,5 MHz (rys. 5.5b) dają sygnał heterodyny 133,3÷135,3 MHz, właściwy dla $f_p = 10,7$ MHz. Sygnał heterodyny rozdzielony jest na dwa wyjścia: do toru odbiorczego 0,5 V/50 Ω i nadawczego 0,25 V/50 Ω.

Na rysunku 5.31a pokazano bardzo pouczający układ wg G3VA (Radio Communication 8/1980, str. 790). Oscylator Butlera z rezonatorem $f_0 = 103$ MHz (5. overton) wzbudzony jest na 7. overtonie, tj. 144,2 HHz, dzięki dostrojeniu do tej częstotliwości obwodu L_1C_1 w kolektorze tranzystora *T2*. W tranzystorze *T1* następuje waraktorowe potrojenie częstotliwości z 144 MHz na 432 MHz. Obwód

5.30. Premikser 133—135 MHz w transiwerze 144/432 wg Y25TL 11

$Dł_1$ — 4,5 zw. DNE 0,2 na rdzeniu Ø 4 × 3 Mf 150
$Dł_2$ — 8 zw. DNE 0,2 RP 6, 3 × 2 Mf 183, pozostałe dławiki:
Dł — 10 μH
L_1, L_3 — 12 zw. DNE Dw 4,5, Mf 320,
L_4 — 2 zw. 0,3 na *L_3*,
L_5 — 8 zw. Cu Ag 0,8, Dw 9, *l* = 16
L_6 — 5 zw, DNE 0,3, Dw 4,5 Mf 320,
$L_{7, 12}$ — 4 zw. DNE 0,3 D_w 4,5 Mf 320
L_{13} — 2 zw. na *L_{12}*
Tr_1 — 4 zw. DNE 0,2 + 2 × 4 zw. bifil., rdzeń dwuotwor. 7 × 4 × 4 Mf 320
$Tr_{2, 3}$ — 3 × 4 zw. skręcone DNE 0,15 rdzeń jak *Tr_1*

5.31 a — Oscylator Butlera overtonowy dostarczający sygnału: na 144 MHz 30 mW i 432 MHz — 10 mW

T1, T2 — BFY90
X — 103 MHz — 5. overton
144,2 MHz — 7. overton
L_1 — 4 zw. DNE 0,5 D_w 7, *l* = 9; *l_2* — pętla z drutu o długości 43 mm + 2 zw. wtórne
L_3 — 3 zw. DNE 0,5 D_w 6, *l* = 10,

b — Oscylator overtonowy Robert-Dollar, dostarczający 25 mW przy częstotliwości 144 MHz, może być zasilany napięciem 1,6 ÷ 9 V

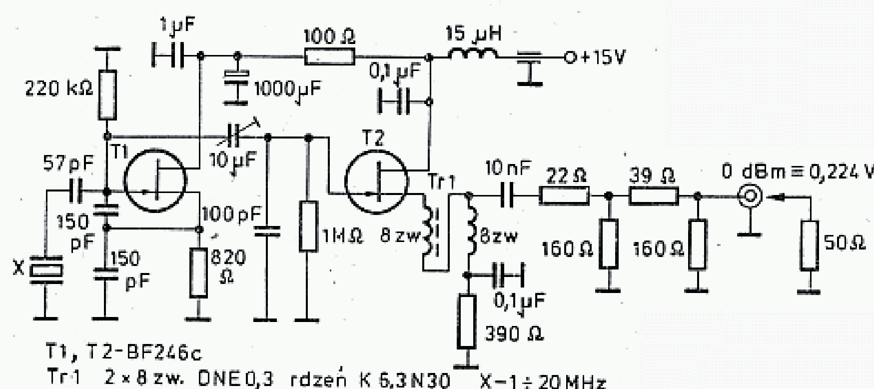
jałowy L_3C_3, nastrojony na 288 MHz, zwiększa sprawność potrajacza. Przy doprowadzonej mocy prądu stałego 120 mW uzyskuje się jednocześnie 30 mW dla 144 MHz i 10 mW dla 432 MHz, co daje 33% sprawności przemiany.

Na rysunku 5.31b pokazano oscylator overtonowy zbudowany na jednym tranzystorze BFY90 (wg G3HBW) dający na 144 MHz około 25 mW przy poborze 74 mW mocy prądu stałego. Napięcie zasilające może się zmieniać w zakresie 1,6 V÷9 V przy niewielkiej zmianie częstotliwości. Wartość rezystancji R_2 jest krytyczna i należy ją dobrać w zakresie 47÷80 Ω. Rezystor R_1 i kondensator przepustowy C_3 zapobiegają wzbudzeniom na częstotliwościach niższych. Kondensator C_1, o pojemności około 20 pF, doprowadza układ do drgań na żądanym overtonie, zaś C_2 (około 75 pF) wpływa na stopień sprzężenia zwrotnego. Oscylator ten pracuje na overtonach w zakresie 30÷150 MHz, a nawet wyżej. Przy dobrej antenie słychać go do 50 km!

5.1.3.5 Generatory o szczególnie małych szumach

W urządzeniach radiowych najwyższej klasy oraz w przyrządach pomiarowych, np. w analizatorach widma, stosowane są generatory o szczególnie małych szumach.

Na rysunku 5.32 pokazano układ XO zastosowany przez DJ7VY w mierniku szumów fazowych [12]. Wyróżnia się on zastosowaniem wysokoprądowych tran-

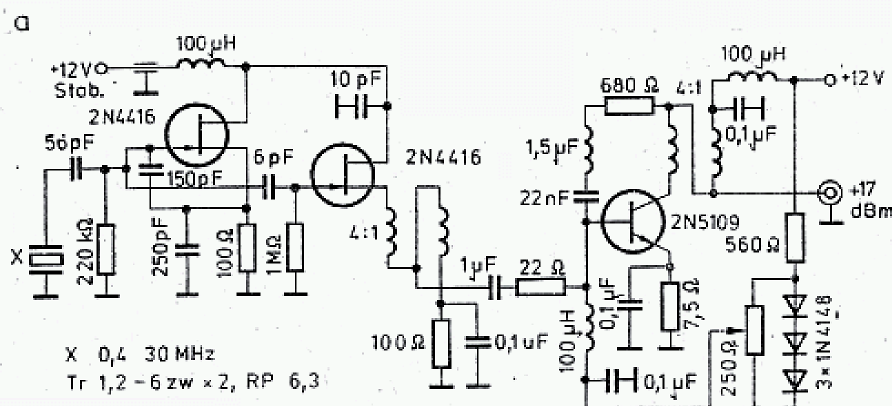


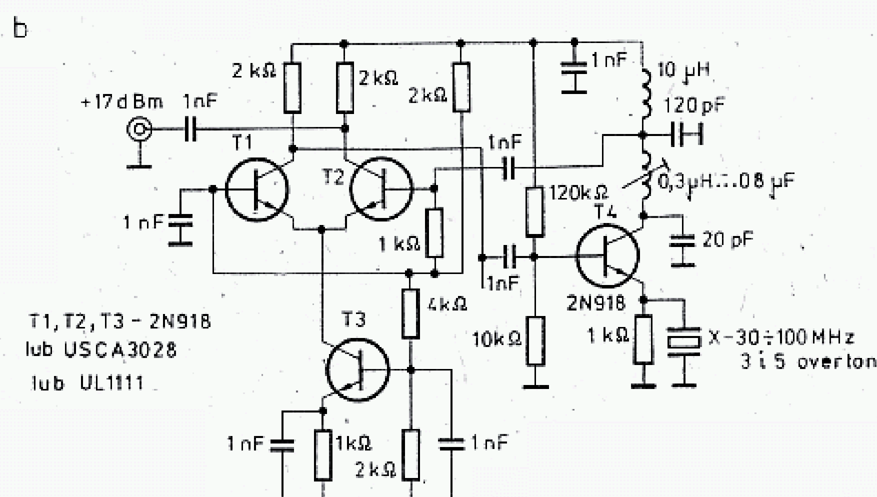
5.32. Szczególnie małoszumny generator XO wg DJ7VY, stosowany w mierniku szumów fazowych [12]

zystorów polowych BF246C oraz tłumikiem dopasowanym do 50 Ω, zmniejszającym oddziaływanie obciążenia na oscylator.

Na rysunku 5.33a pokazano małoszumny generator XO (wg DJ2LR) [6], w którym w oscylatorze Clappa zastosowano rezonator z modem równoległym. Dwa fety UKF zapewniają mały poziom szumów, a transformatory szerokopasmowe we wzmacniaczach umożliwiają wymianę rezonatorów w zakresie 0,4 MHz÷30 MHz bez potrzeby dostrajania układu. Na wyjściu uzyskuje się 17 dBm (50 mW). Fety 2N4416 można zastąpić przez BF245, zaś 2N5109 przez BFW16A. Szumy fazowe przy $\Delta f = 1$ kHz są mniejsze od -120 dBm/Hz, a przy $\Delta f = 20$ kHz mniejsze od -150 dBm/Hz, a więc są bardzo małe.

Na rysunku 5.35b pokazano małoszumny oscylator overtonowy także wg DJ2LR [6], w którym rozdzielono funkcje: *T4* — wzmacniacz selektywny, *T1* i *T2* — ograniczniki i separatory, *T3* źródło prądowe. Można tu zastosować

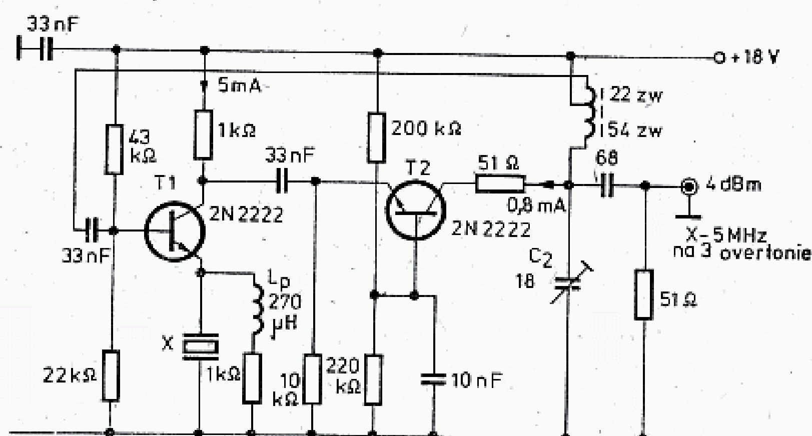




5.33 a — Bardzo małoszumny XO pracujący na częstotliwości podstawowej rezonatora [6], b — Bardzo małoszumny oscylator overtonowy XO

układ scalony CA 3028 lub UL 1111. Rezonator pracuje na 3. lub 5. overtonie, w zależności od dostrojenia obwodu kolektorowego tranzystora *T4*.

Na rysunku 5.34 pokazano generator 15 MHz (wg DC1QW [18]), w którym wykorzystano większą stabilność oscylatorów overtonowych, wzbudzając rezonator 5 MHz na 3. overtonie. Cewki $L_p + 1$ kΩ zapobiegają drganiom na częstotliwości podstawowej, a obwód L_2C_2 wymusza pracę na 3. overtonie. Tranzystor *T1* pracuje

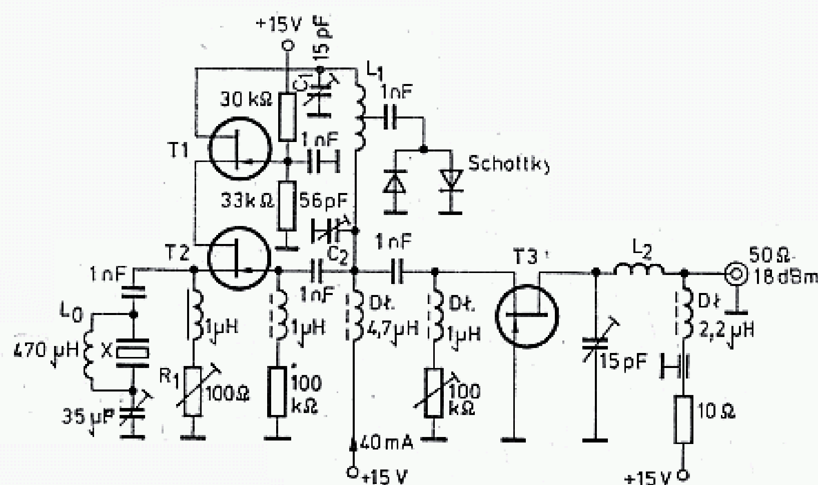


5.34. Szczególnie małoszumny XO o charakterystyce szumów pokazanej na rys. 4.9b

w klasie A z prądem 5 mA, zaś tranzystor *T2* z prądem 0,5 mA spełnia rolę ogranicznika. Obciążenie kwarcu wynosi 85 µW. Dobroć obwodu obciążonego jest duża, gdyż wynosi $Q_0 = 0,5\ Q_n$.

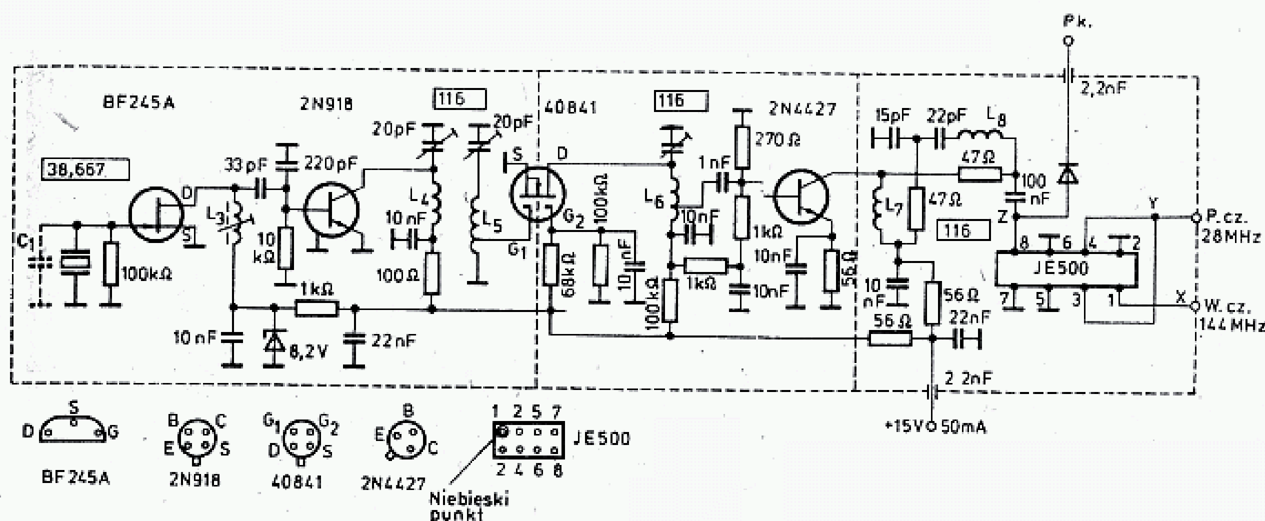
Na rysunku 5.35 pokazano bardzo małoszumny generator 96 MHz przeznaczony do urządzeń MKF, obszernie opisany przez DK1AG w [20].

W heterodynie 116 MHz pokazanej na rys. 5.36 DK10F zastosował popularny rezonator 38,6667 MHz, pracujący na 3. overtonie [23]. Heterodyna steruje mieszacz



5.35. Szczególnie stabilny i małoszumny generator 96 MHz, [20]

T1 ÷ *T3* — P8000;
L_1 — 6 zw. CuAg 1 D_w = 4 mm, odczep w środku L_2 — jak L_1 bez odczepu
X — 96 MHz — 5 lub 7 overton



5.36. Generator 116 MHz z rezonatorem 38,66 MHz, [23]

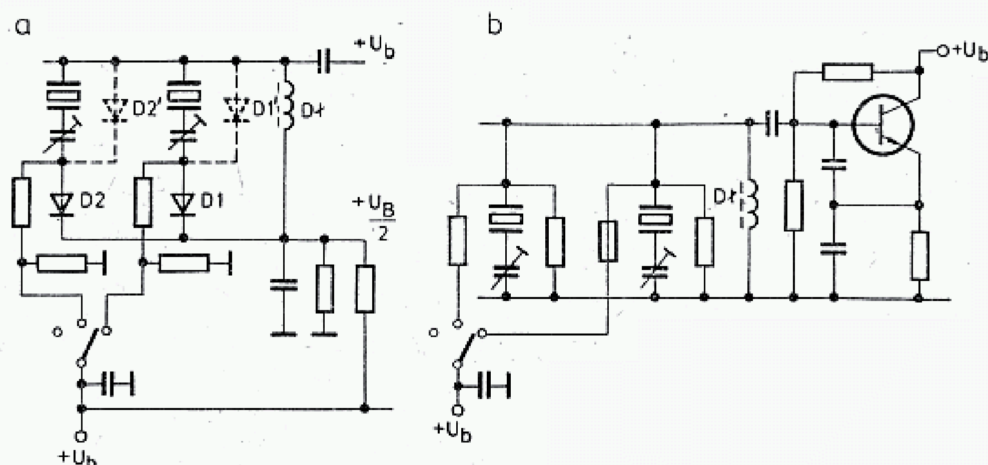
L_3 — 10 zw. CuAg 0,3 na korpusie z rdzeniem
L_4 — 8 zw. l = 15,
L_5 — jak L_4, odczep 2,75 zw.
L_6 — jak L_4, odczep 1,75 zw.
$L_{7,8}$ — 5 zw. CuAg 1 *D* = 5, l = 10

IE500 mocą 10 mW. Mieszacz ten pracuje dwukierunkowo w transwerterze 144 MHz —28 MHz. Między wyjście heterodyny i mieszacz włączono diplekser dający stałe obciążenie 50 Ω dla mieszacza (patrz rozdział o mieszaczach).

W wielu układach premikserowych potrzebne jest przełączenie częstotliwości XO. Najlepiej jest to robić przełączając całe bloki oscylatorów w sposób pokazany na rysunkach 5.28 i 5.30. Wystarcza do tego przełączanie napięcia zasilającego poszczególne bloki, których wyjścia są połączone na wspólnej szynie. Jeśli stosuje się przełączanie poszczególnych rezonatorów, to należy robić to w sposób pokazany na rys. 5.29. Jeszcze lepszy sposób pokazano na rys. 5.37a, szczególnie po dołączeniu diody zwierającej *D2*. We włączonym obwodzie rezonatora dioda *D1* przewodzi, *D1'* jest odcięta, zaś w obwodzie odłączonym diodą *D2* jest odcięta a *D2'* przewodzi. Zapobiega to pasożytniczym drganiom rezonatorów odłączonych.

Właściwości tych nie ma spotykany czasami układ pokazany na rys. 5.37b. Układu takiego nie powinno się stosować.

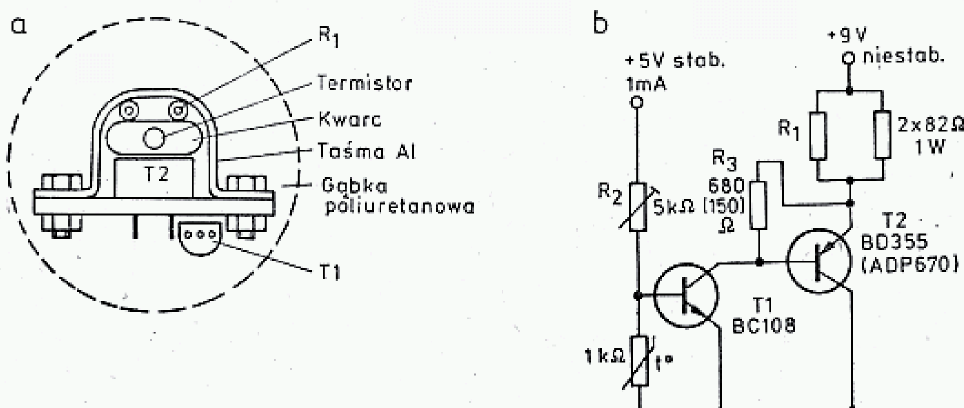
W rozdziale 3.9.2 sygnalizowano wpływ temperatury na częstotliwości rezonansowe kwarców (rys. 3.70d). W literaturze, np. [20] opisano dokładnie zależność częstotliwości od temperatury. Rezonatory z cięciem AT mają charakterystykę



5.37. Sposoby przełączania rezonatorów w oscylatorach
a — prawidłowy, b — nieprawidłowy

$f_0 = f(t)$ o kształcie zbliżonym do paraboli z minimum w przedziale 30° do 80°C. Szybkość zmian w punkcie minimum jest najmniejsza i dlatego przyjmuje się go jako punkt pracy. Wymaga to stosowania termostatów. Obecnie stosuje się termostaty liniowe, z ciągłym przepływem prądu grzejnego, kontrolowanego termistorem. Uzyskuje się stałość temperatury wynoszącą $\pm 0{,}1$°C, a nawet $\pm 0{,}03$ °C, co umożliwia otrzymanie stałości krótkoterminowej 10^{-7} do $2 \cdot 10^{-10}$. Generatory ze stabilizacją termostatową opisano między innymi w [30, 31 i 32].

Najprostszy z nich [32] pokazano na rys. 5.38. Rezonator kwarcowy w oprawce HC6U lub HC25u jest dociśnięty do obudowy tranzystora mocy z jednej strony, a z drugiej przylegają do niego rezystory grzejące. Całość spięta jest kawał-



5.38. Termostat proporcjonalny dla rezonatora kwarcowego
a — sposób wykonania, b — układ grzejnika z czujnikami temperatury. Pontecjometr R_2 służy do ustawienia temperatury

kiem taśmy aluminiowej. Na płycie czołowej obudowy rezonatora zamocowany jest termistor 1 kΩ przy 20°C, przez który płynie prąd około 1 mA. Całość otoczona jest izolacją termiczną z gąbki poliuretanowej. Głównym miejscem strat są dopro-

Tablica 5.1.1

Dane techniczne generatora GWM-5-1 produkcji zakładów OMIG

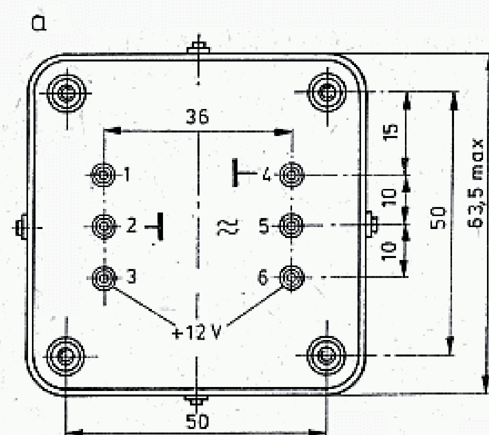
Częstotliwość znamionowa	5 MHz
Krótkoterminowa stałość częstotliwości	$\pm 2 \cdot 10^{-10}$
Dobowa stałość częstotliwości	$5 \cdot 10^{-9}$
Czas ustalania się częstotliwości	$5 \cdot 10^{-7}$ po 20 min.
przy temperaturze 25±5°C	$3 \cdot 10^{-8}$ po 40 min.
Niestałość częstotliwości wywołana zmianą napięcia zasilania o ±5%	$5 \cdot 10^{-9}$
Niestałość częstotliwości wywołana zmianami temperatury −10÷+50°C	$2 \cdot 10^{-9}$/°C
Zakres przestrajania	$\pm 2 \cdot 10^{-7}$
Napięcie wyjściowe	1 V/1 kΩ
Napięcie zasilania	12V±5%
Pobór mocy w czasie nagrzewania	12 W
Pobór mocy po nagrzaniu	5 W
Stałość temperatury po nagrzaniu	$3 \cdot 10^{-2}$°C
Wymiary gabarytowe	63×63×83 mm
Masa	0,4 kg
Obudowa	metalowa

wadzenia i dlatego wykonuje się je za pomocą cienkiego drutu dolutowanego do nóżek i wprost do obwodów oscylatora. Układ grzejny ma moc 2 W. Prądy zerowe tranzystorów muszą być bardzo małe. Tranzystor *T1* powinien mieć duże wzmocnienie prądowe. Termistor zasilany jest napięciem stabilizowanym, zaś grzejniki mogą być zasilane z napięcia niestabilizowanego 9 V. Optymalną temperaturę ustala się eksperymentalnie znajdując minimum na charakterystyce $f_0 = f(t)$. Temperatura ta powinna być o 15÷25°C wyższa od temperatury otoczenia. Dla tranzystorów krzemowych $R_3 = 680\ \Omega$, dla germanowych $R_1 = 150\ \Omega$. Temperatura ustala się po 5—10 minutach i wtedy układ pobiera około 30 mA. OMIG produkuje generatory wzorcowe GWM-5-1 o bardzo dużej stałości częstotliwości (rys. 5.39). Pracuje w nich rezonator 1 MHz na 5-tym overtonie. OMIG produkuje także generatory wzorcowe na inne częstotliwości.

5.1.3.6 Generatory kwarcowe przeciągane — VXO

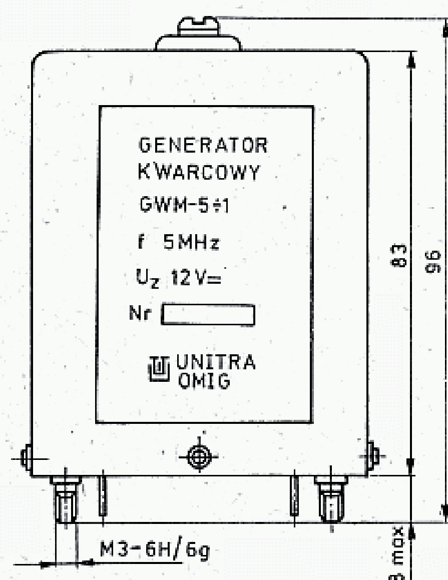
W rozdziale 3.9.4 szeroko opisano zasady przeciągania częstotliwości rezonansowych kwarcu. Rezonator kwarcowy z dołączoną pojemnością obciążenia $C_v = C_L$ oscyluje na częstotliwości nominalnej f_0, znajdującej się w połowie między rezonansem szeregowym f_s i równoległym f_p. Jeśli C_v zmniejszać, to częstotliwość oscylacji f_0' rośnie i zbliża się do f_p (rys. 3.74), lecz przy zbyt małej pojemności C_v sprzężenie w układzie maleje na tyle, że drgania zrywają się. Przy zwiększaniu C_v częstotliwość f_0' dąży do f_s i przy $C_v = \infty$ (zwarcie) $f_0' = f_s$. Jeśli z kolei w szereg z rezonatorem włączyć cewkę, to nastąpi przesunięcie f_0' poniżej f_s, lecz przy nadmiernym przeciągnięciu częstotliwości dobroć układu maleje, a tym samym pogarsza się stabilność i w końcu drgania zrywają się.

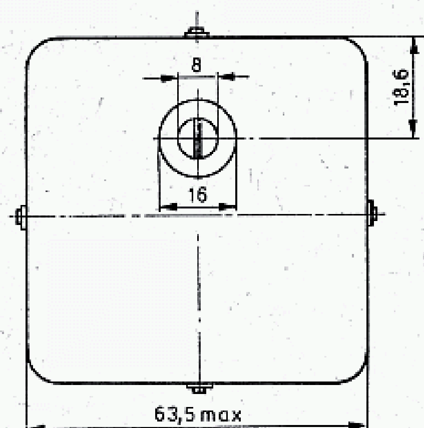
Proste układy przeciągania w górę za pomocą kondensatora $C_v = C_3$ pokazano już na rys. 5.19 i 5.20. Umożliwiają one zmianę częstotliwości 10÷50 ppm.

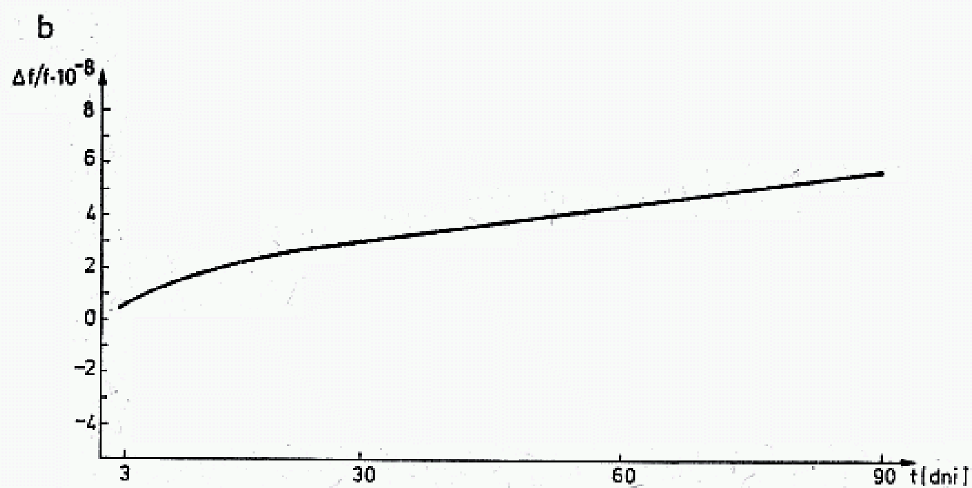


5.39. Generator kwarcowy GWM-5-1 produkcji OMIG

a — generator, b — wykres stabilności długoterminowej

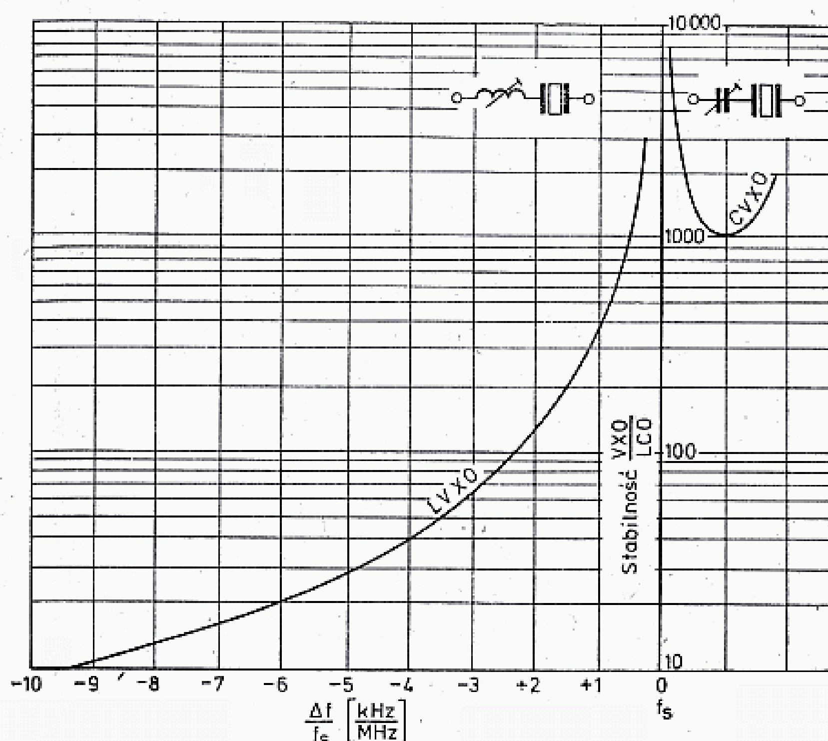






Zakres przeciągania zależy od pojemności C_0 i parametrów układu. W układach z rys. 5.25a i f przeciąganie uzyskuje się przez zmianę indukcyjności.

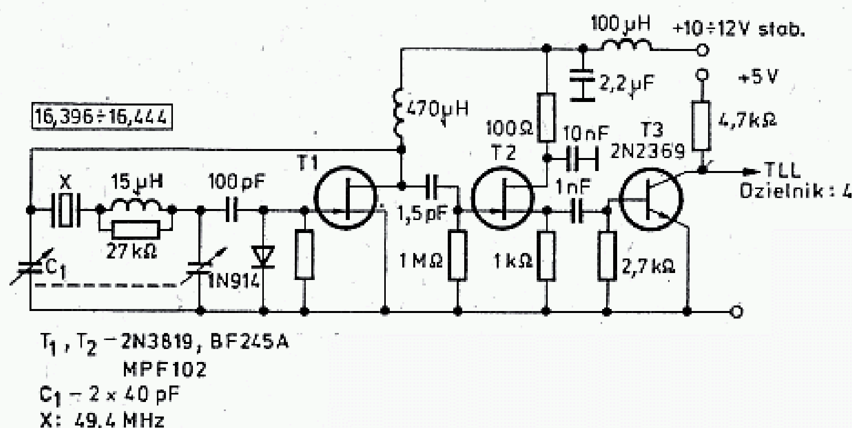
Na rysunku 5.40 pokazano zależność stabilności oscylatora od stopnia odstrojenia od częstotliwości f_s; po lewej stronie przy odstrojeniu indukcyjnością (LVXO) poniżej f_s [24]. Stabilność jest definiowana jako stosunek zmiany reaktancji



5.40. Przy stosowaniu VXO zamiast VFO z obwodem LC uzyskuje się większą stabilność. Zależy ona od stopnia przeciągnięcia oscylacji VXO za pomocą cewki (LVXO) lub kondensatora (CVXO)

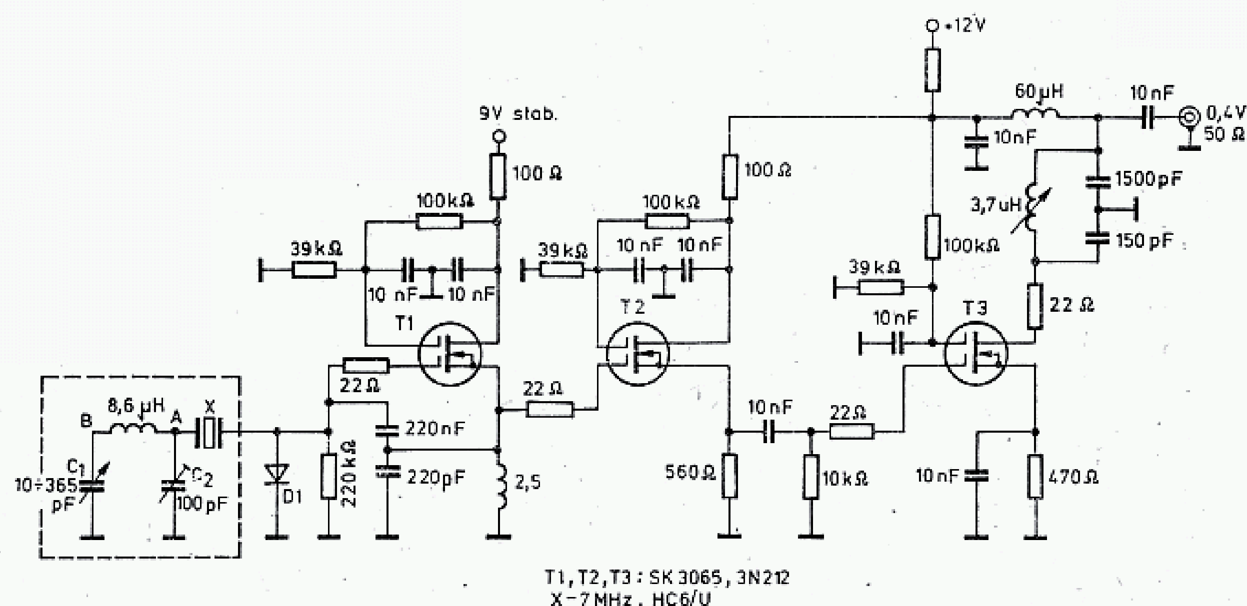
włączonej w szereg z kwarcem, potrzebnej dla wywołania przestrojenia o Δf, do zmiany reaktancji potrzebnej do takiego samego przestrojenia obwodu LC.

Na przykład w obwodzie LC dostrojonym do 10 MHz (C = 100 pF, L = = 2,5330 μH) zmniejszenie częstotliwości o 10 kHz wymaga zwiększenia indukcyjności o zaledwie 0,0051 μH, natomiast przeciągnięcie LVXO o 10 kHz wymaga 350 razy większej zmiany indukcyjności, tj. do wartości 1,785 μH. Podobnie zwiększenie częstotliwości o Δf = 10 kHz wymagałoby zmniejszenia pojemności w obwodzie LC ze 100,000 pF na 99,80 pF, a więc o 0,2 pF, zaś w CVXO potrzebna będzie zmiana 1000 razy większa, czyli o 200 pF. Wyjaśnia to większą stabilność VXO w stosunku do VFO. Rezonatory przeznaczone do przeciągania w VXO mają specjalne wykonanie i to należy zaznaczać przy ich zamawianiu. Badania przeprowadzone przez ON5DU [25] w układzie z rys. 5.41 wykazały, że:



5.41. Generator VXO w odbiorniku ON5DU

— największy zakres przeciągania mają rezonatory przeznaczone do pracy na trzecim overtonie w zakresach 40÷50 MHz, wzbudzane na 14 do 17 MHz,
— poszczególne egzemplarze tej samej serii i typu mają różne zakresy przeciągania, w rezonatorach 16 MHz uzyskiwał przeciągnięcia od 37 kHz do 700 kHz, w zależności od egzemplarza,
— rezonatory przewidziane do 5 overtonu (65÷75 MHz/13÷15 MHz) można przeciągnąć w mniejszym zakresie (25÷125 kHz), zaś rezonatory dla zakresu 4÷10 MHz nie przewidziane dla pracy overtonowej można przeciągać tylko w zakresie 0,8÷9 kHz.



5.42. Generator VXO 7 MHz z inwerterem pojemności

Ten sam rezonator overtonowy umożliwia większe przeciągnięcie, jeśli jest przeciągany na częstotliwości podstawowej niż na overtonie. Pokazano to w tablicy 3.9.2, np. rezonator 10 MHz, w którym uzyskuje się przeciągnięcie 347 ppm, czyli 3470 Hz po 9-krotnym powieleniu daje zmianę częstotliwości o 31 200 Hz, zaś wzbudzony od razu na 9. overtonie daje przeciągnięcie tylko 423 Hz. Z drugiej strony świadczy to o większej stabilności oscylatorów overtonowych.

Na rysunku 5.42 pokazano VXO (wg W3MT [24]), na przykładzie którego wyjaśniona będzie zasada tzw. inwersji reaktancji, o której była już mowa przy wcześniejszych opisach kilku oscylatorów. Zasada ta jest stosowana dość często, a polega na zastąpieniu zmiennej indukcyjności L_T przez zmienną pojemność C_T, włączoną przez linię $\lambda/4$ o impedancji Z_0, dokonującej inwersję reaktancji zgodnie ze wzorem:

$$L_T = Z_0^2 \cdot C_T \tag{5.5}$$

Zamiast niewygodnej linii ćwierćfalowej o impedancji Z_0 stosuje się ogniwo filtru π dolnoprzepustowego (rozdz. 3.6, 3.8, 3.9.6) o impedancji $Z_0 = \sqrt{L_0/C_0}$ i częstotliwości $f = 1/2\pi\sqrt{L_0 C_0}$. Z powyższych wzorów dla zadanej Z_0 wyznacza się wartości L_0 i C_0:

$$L_0 = Z_0/2\pi f \quad \text{oraz} \quad C_0 = 1/2\pi f Z_0 \tag{5.6}$$

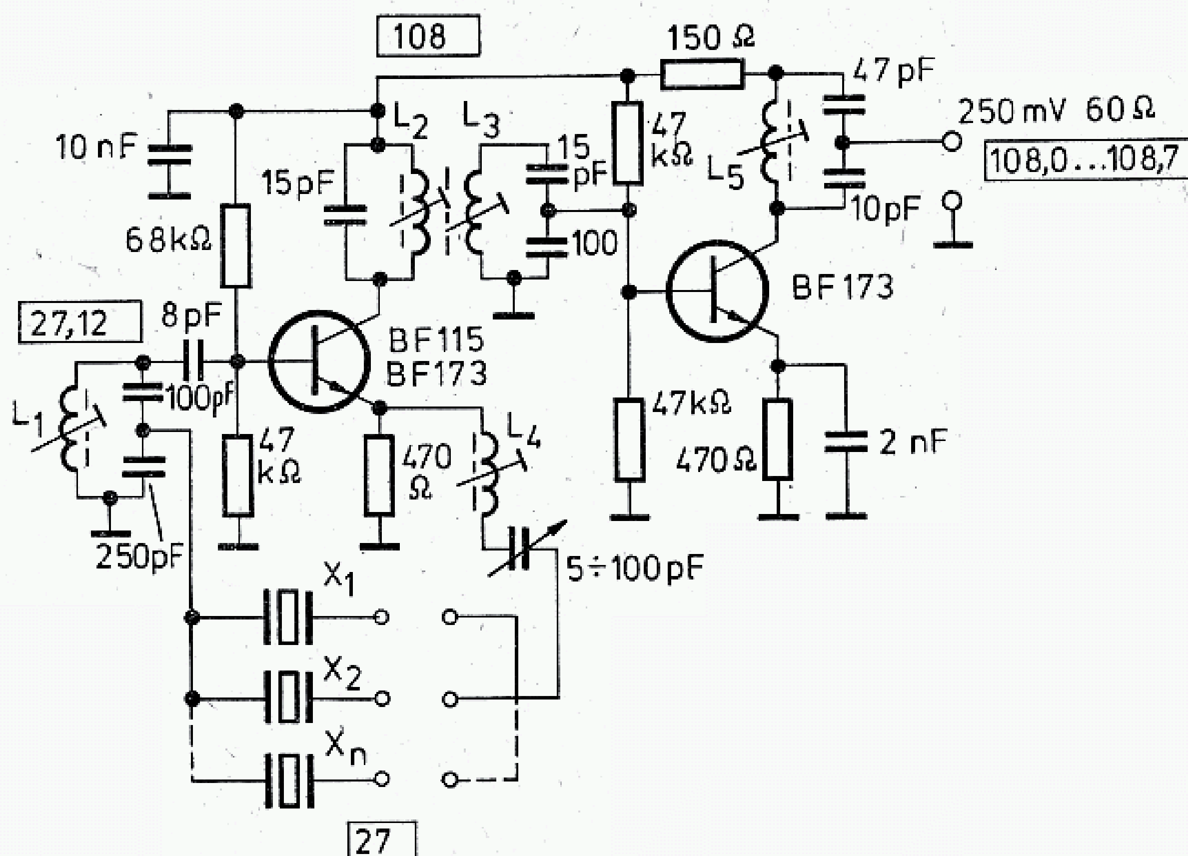
Wyjście ogniwa π dołącza się do rezonatora (p.A) i wystąpi tam pojemność $C_2 = C_0$, a na wejściu (p.B) do pojemności C_0 dołącza się C_T, czyli $C_1 = C_0 + C_T$. W przypadku jak na rys. 5.40 $Z_0 = 380\ \Omega$, $L_0 = 8{,}6\ \mu H$, $C_0 = 60$ pF. W wyniku zastosowania kondensatora zmiennego $C_1 = 10$ do 365 pF uzyskuje się C_T zmienne od 305 pF do -50 pF, czemu odpowiada zmiana indukcyjności w p.A od $L_T = 44\ \mu H$ przez $L_T = 0$ (równoważne z $C_A = \infty$ lub zwarciem) do pojemności pozornej $C_A = 72$ pF. W bardziej dokładnych obliczeniach należy uwzględniać wpływ dzielnika 220+220 pF. Układ podobny do pokazanego na rys. 5.42 W3MT opisuje obszernie w [29].

5.43. Generator VXO w transiwerze IC202E z p.cz. 10,7 MHz

Na rysunku 5.43 pokazano VXO stosowany przez firmę ICOM w popularnym transiwerze 144 MHz IC202E. Czery przełączalne oscylatory VXO pracują na częstotliwościach od 14 811 kHz wzwyż, z których po 9-krotnym powieleniu otrzymuje się sygnał heterodyny od 133,3 MHz wzwyż w zakresach po 200 kHz, co przy $f_p = 10{,}7$ MHz umożliwia pracę w pasmie od 144,0 MHz wzwyż w podzakresach co 200 kHz. VXO przestrajany jest kondensatorem 2-sekcyjnym, przy czym do drugiej sekcji dołączony jest warikap z układu RIT. Na uwagę zasługuje staranne filtrowanie sygnału w wieloobwodowych filtrach. Transiwer ten wyróżnia się szczególnie czystym i stabilnym sygnałem, znacznie lepszym niż w transiwerach z syntezerami, na FT 260.

Na rysunku 5.44 pokazano VXO wielozakresowy dla nadajnika 432 MHz, w którym DL8ZK zastosował rezonatory z pasma CB, tj. 27 MHz [26], przeciągane ponad 100 kHz na 432 MHz. Po dołączeniu do kondensatora warikapu uzyskuje się możliwość pracy FM lub przestrajanie RIT. Rezonatory są przełączane przełącznikiem mechanicznym, lecz mogą być przełączane także za pomocą układu rys. 5.37a.

Podobny VXO opisuje DB3TB dla pasma 144 MHz (rys. 5.45). W tablicy 5.1.2, [27], zestawiono częstotliwości rezonatorów odpowiadające $f_p = 9$ MHz i $f_p = 10{,}7$ MHz. Oscylator jest przestrajany warikapem BB109 i przy zmianie napięcia w zakresie 2,5÷8 V uzyskuje się zmianę częstotliwości o 50 kHz, co w pasmie 144 MHz daje 250 kHz. Osiem bloków oscylatorowych dołączonych na stałe do wspólnej szyny przełączanych jest napięciem (rys. 5.45b). Oscylatory i warikap są zasilane z dobrze stabilizowanego i odfiltrowanego napięcia (rozdz. 5.1.2.4).



5.44. VXO dla nadajnika 432 MHz, [26]

X_1 — 27005 kHz	X 16
X_2 — 27015 kHz	432 080 kHz
X_3 — 27025 kHz	432 240 kHz
X_n — 27185 kHz	432 400 kHz
oprawa HC 18/U	434 960 kHz

L_1 — 10 zw. DNE 0,6 D_w 5 mm, rdzeń, ekran, L_2, L_3 — 5 zw. CuAg 0,8; D_w 5 mm, rdzeń, odległość $l_2 - l_3$ = 12 mm, wspólny ekran, L_4 — 15 zw. DNE 0,25 jak L_1, L_5 — 6 zw. CuAg 0,8 D_w 5 mm, rdzeń

Tablica 5.12.

Częstotliwości generatora VXO z rys. 5.45 podane w [kHz]

	Zakresy	Częstotliwości rezonatorów przy f_p [MHz]		Dolna częstotl. przy U_T = +2,5 V przy f_p [MHz]	
		9	10,7	9	10,7
A.	144 000÷144 250	27 085	26 750	26 995	26 655
B.	144 250÷144 500	27 135	26 800	27 045	26 705
C.	144 500÷144 750	27 185	26 850	27 095	26 775
D.	144 750÷145 000	27 235	26 900	27 145	26 805
E.	145 000÷145 250	27 285	26 950	27 195	26 855
F.	145 250÷145 500	32 335	27 000	27 245	26 905
G.	145 500÷145 750	27 385	27 050	27 295	26 955
H.	145 750÷146 000	27 435	27 100	27 345	27 005

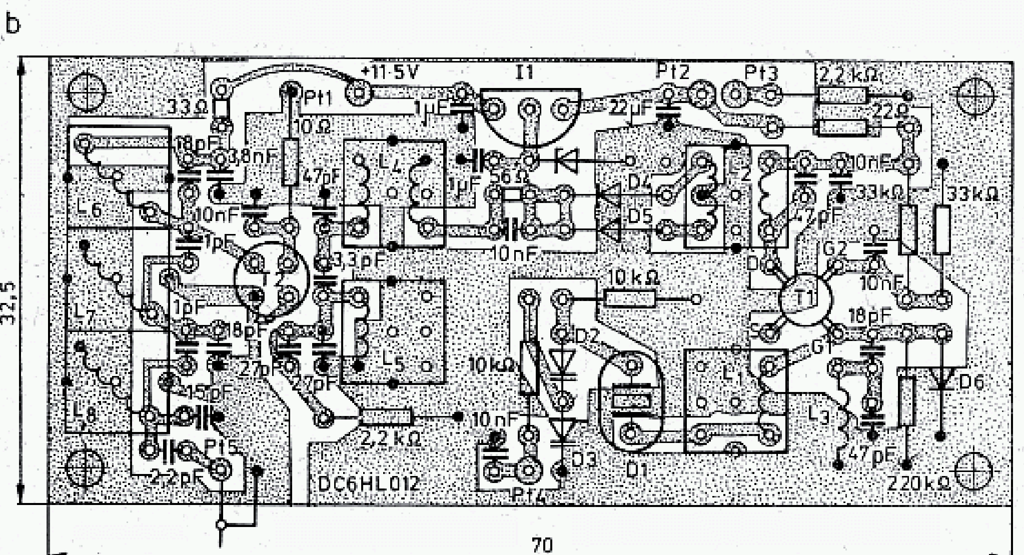
5.45. VXO dla transiwera 144 MHz z f_p = 9 MHz lub 10,7 MHz:
a — układ wg DB3TB, X — 27, wg tablicy L_1 — cewki na rdzeniach
Cewki na korpusach ∅ 4,3, z rdzeniem M 3,5, w ekranie 7,5 × 7,5 × 12
L_1 — 8 szt., 23 zw. lica 8 × 0,03; L_2 — 13 zw. DNE 0,2, sprzęgaj. 2 zw.
L_3 — 6 szt. 4 zw. DNE 0,4
T1 — BFT 66, BF 197, 2N2222; T2 — BFS 55A, BF 197, 2N2222
b — zasilanie, przełączanie i strojenie

Na rysunku 5.46 pokazano VXO wg DC6HL [28] z rezonatorem o f_0 około 22,5 MHz, specjalnie wykonanym dla układów z przeciąganiem. Po podwojeniu sygnału na diodach i potrojeniu na BFT66 uzyskuje się sygnał heterodyny 135 MHz z przeciąganiem od −150 kHz do +50 kHz, o mocy 3 dBm, wystarczającej do sterowania mieszaczy SRA1, IE500 lub MD108. Na rysunku 5.46b pokazano obraz płytki. Całość powinna być zamknięta w obudowie z blachy mosiężnej i pokryta izolacją cieplną (styropian).

Na rysunku 5.47 pokazano proste VXO z rezonatorem 9,6 MHz przeciąganym o 200 kHz na 144 MHz, wypróbowane przez autora. Poszczególne egzemplarze rezonatorów wykazują różną zdolność przeciągania. Cewka L_1 powinna mieć rezonans własny na częstotliwości znacznie większej od 9,6 MHz, a więc mieć małą pojemność własną, w przeciwnym przypadku na górnym zakresie wypadnie „dziura”.

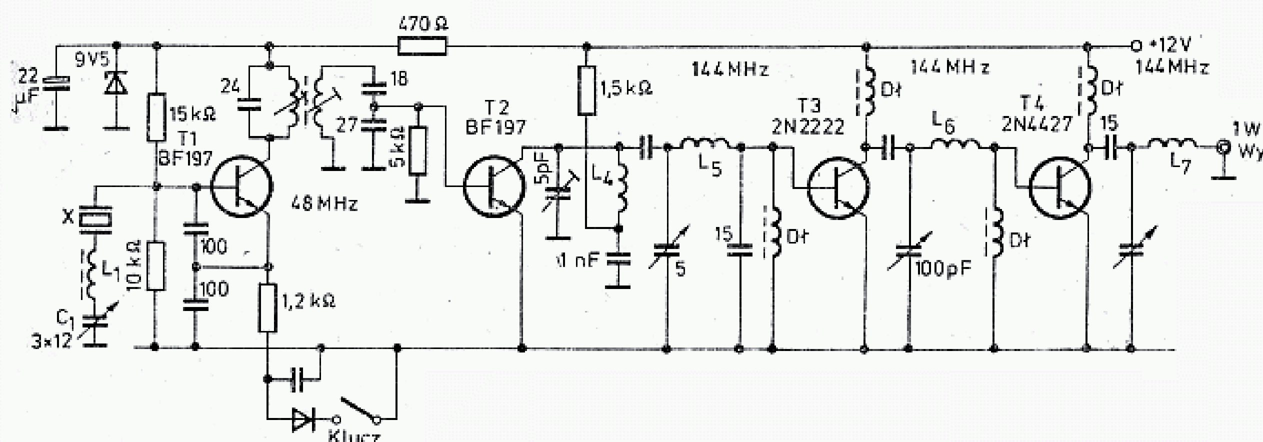
a

b

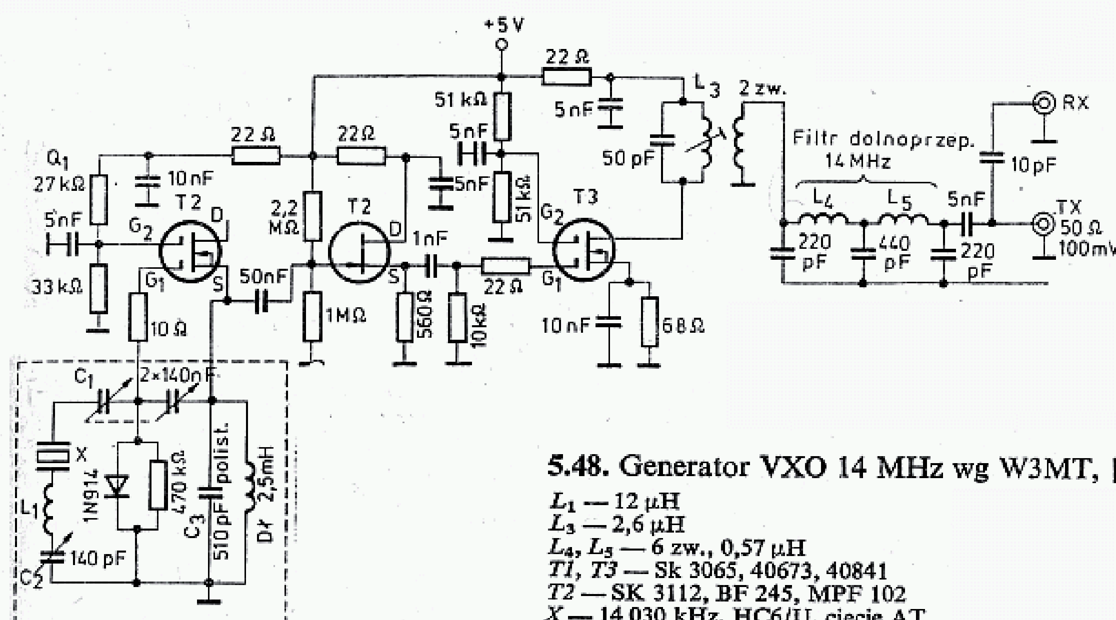


5.46. VXO dla transiwera 144 MHz wg DC6HL, [28]

T1 — BF 981, BF 907; *T2* — BFT 66 lub odpowiednik
D1 — C5V6 Zener
D2, *D3* — BB 105B, BB 505B lub BB 505G
D4, *D5* — HP 2800 Schottky lub podobne
D6 — 15V 4148, 1N4151
L_1 — 32 zw. DNE 0,2 na korpusie z rdzeniem w ekranie 7,5×7,5
L_2 — 13×2×2 zw. jak L_1
L_4 — 2+8 zw. jak L_1
L_5 — 8 zw. jak L_1
$L_6 \div L_8$ — typowe Neosid dla 135 MHz



5.47. Generator wzbudzający VXO o mocy 1 W na 144 MHz wg SP6LB



5.48. Generator VXO 14 MHz wg W3MT, [29]

L_1 — 12 µH
L_3 — 2,6 µH
L_4, L_5 — 6 zw., 0,57 µH
T1, *T3* — Sk 3065, 40673, 40841
T2 — SK 3112, BF 245, MPF 102
X — 14 030 kHz, HC6/U, cięcie AT

Na rysunku 5.48 pokazano VXO wg W3MT [29], w którym kondensator $C_1 = 2\times140$ pF służy do przestrajania w pasmie 14 000 do 14 025 kHz, zaś C_2 służy do ustawienia początku pasma. Na uwagę zasługuje stosowanie dwóch stopni separacji zbudowanych na tranzystorach polowych oraz filtru dolnoprzepustowego na wyjściu.

5.1.4 Generatory mikrofalowe

5.1.4.1 Wprowadzenie

W urządzeniach UKF i MKF sygnały o częstotliwościach f_g w zakresie setek i tysięcy MHz uzyskiwane są w generatorach złożonych z oscylatorów XO lub VXO o częstotliwości f_0 i powielaczy n-krotnych, albo z generatorów VCO synchronizowanych pętlą fazową z generatorem wzorcowym (GSPF). Układy te opisano w rozdziale poświęconym syntezerom z PLL. Dalej opisano generatory z powielaczami parametrycznymi i waraktorowymi.

Każdemu n-krotnemu powieleniu częstotliwości towarzyszy n-krotne powiększenie odchylenia Δf, to jest niestabilności bezwzględnej oraz widma szumów

fazowych (rozdz. 4.3.1 i 5.1.1.2), podczas gdy stabilność względna pozostaje bez zmiany.

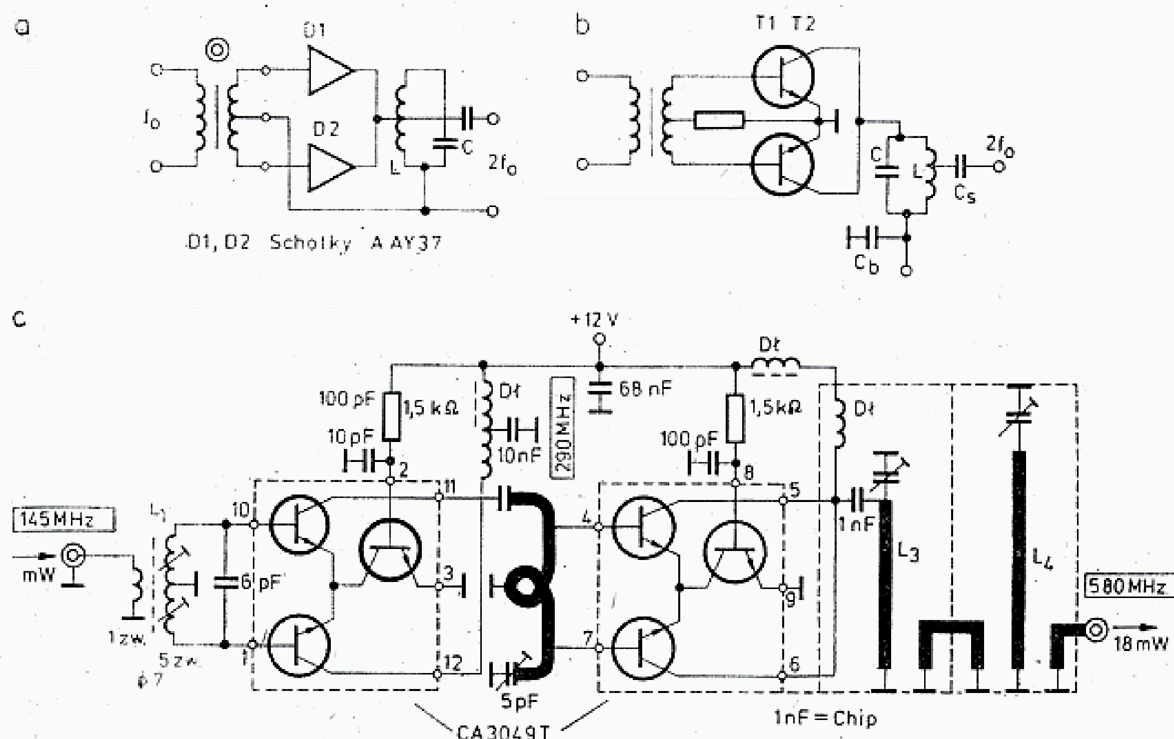
Przy n-krotnym powieleniu częstotliwości f_0 otrzymuje się, poza żądanym sygnałem $f_g = n \cdot f_0$ także szereg niepożądanych sygnałów ubocznych (prążków widmowych) w odległościach co f_0 (rys. 5.1). Z tych powodów dąży się do stosowania możliwie wielkich f_0 i małej krotności n-powielania częstotliwości.

Wysoki stopień powielenia uzyskuje się na drodze kaskadowego połączenia kilku powielaczy o powieleniach $n_1, n_2, \ldots$ Powielacze podstawowe mają stopień powielenia ×2, ×3 i rzadziej ×5. Wyższych stopni powielenia nie stosuje się. Bardzo ważną sprawą jest właściwe stłumienie (odfiltrowanie) sygnałów ubocznych po każdym stopniu powielania, gdyż odfiltrowanie sygnałów ubocznych w stopniu końcowym, ze względu na jego ograniczoną selektywność, jest mało skuteczne. Na przykład dla otrzymania sygnału heterodyny $f_h = 1152$ MHz, wykorzystywanej w wielu urządzeniach MKF korzystniejszy będzie układ generatora: $f_0 = 96$ MHz oraz potrajacz (×3) z wyjściem na 288 MHz i filtr odrzucający 192 MHz, 384 MHz i 480 MHz i podwajacz na 576 MHz z filtrem odrzucającym 864 MHz, a w końcu podwajacz na 1152 MHz z filtrem odrzucającym 1728 MHz, aniżeli układ z oscylatorem o $f_0 = 32$ MHz i łańcuchem powielaczy $n =$ ×36 bez filtrów, gdyż sygnałowi $f_g = 1152$ MHz będą towarzyszyły silne prążki co 32 MHz, a więc 1120 MHz i niższe oraz 1184 i wyższe, praktycznie nie dające się odfiltrować. Ze względu na większe wzmocnienia tranzystorów na niższych częstotliwościach poziom wielu sygnałów ubocznych poniżej sygnału właściwego może być nawet wyższy niż sygnału właściwego. Sygnały uboczne niepotrzebnie obciążają dalsze stopnie wzmacniaczy mocy i przechodzą do anteny, a w układach odbiorczych zwiększają poziom szumów i mogą wywołać zakłócenia intermodulacyjne, a nawet blokowanie wzmacniaczy wejściowych. Zgodnie z normami w pasmach UKF i MKF przy mocy nadajnika do 25 W moc dowolnego sygnału ubocznego nie może przekraczać 25 µW, a przy mocy powyżej 25 W ich poziom powinien być niższy co najmniej o 60 dB od sygnału właściwego.

5.1.4.2 Powielacze przeciwsobne

Podstawowym układem jest powielacz diodowy (rys. 5.49a). Jest to układ podobny do prostownika dwupołówkowego obciążonego obwodem rezonansowym. W obwodzie tym wydzielają się harmoniczne parzyste, w tym 2-ga stanowi 65%, 4-ta 30% mocy sygnału doprowadzonego do diod. Stosuje się diody Schottky'ego lub germanowe ze złotym ostrzem, np. AAY37, rzadziej krzemowe. W przypadku pełnej symetrii układu uzyskuje się tłumienie harmonicznych f_0 i $3f_0$ 30 do 40 dB. Powielacze diodowe wnoszą najmniej szumów dodatkowych do układu. Przykłady zastosowania podwajaczy diodowych pokazano na rys. 5.8, 5.29, 5.30 i 5.46.

Na podobnej zasadzie działa podwajacz tranzystorowy (rys. 5.49b). Przykład zastosowania takiego podwajacza pokazano już na rys. 5.4. Podwajacze diodowe wnoszą tłumienie około 3 dB, natomiast tranzystorowe dają wzmocnienie uzależnione od parametrów tranzystora i częstotliwości. Podwajacze te pracują dobrze jeszcze przy częstotliwości $f_0 = f_T$. Wadą podwajaczy tranzystorowych jest mniejsze



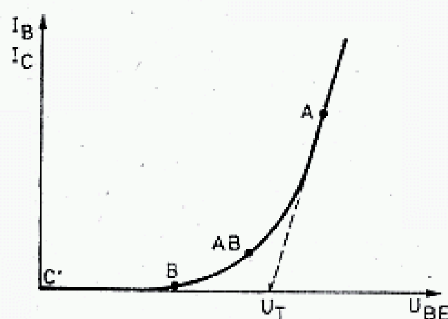
5.49. Podwajacze
a — diodowy, b — tranzystorowy, c — pracujący na układzie scalonym, [33]

tłumienie sygnałów f_0 i $3f_0$ i wynosi ono około 20 do 30 dB. Bardzo dobre wyniki uzyskuje się przy stosowaniu układów scalonych z parą różnicową np. UL 1111 (f_T 550 MHz).

Na rysunku 5.49c pokazano dwustopniowy powielacz zbudowany na CA 3049T w układzie z dwoma wzmacniaczami różnicowymi w jednej obudowie. Przy sterowaniu mocą 1,8 mW na 145 MHz uzyskuje się na wyjściu po filtrze 18 mW na 580 MHz [33]. Przez tranzystory *T3* i *T6* płynie prąd po 10 mA.

5.1.4.3 Powielacze parametryczne

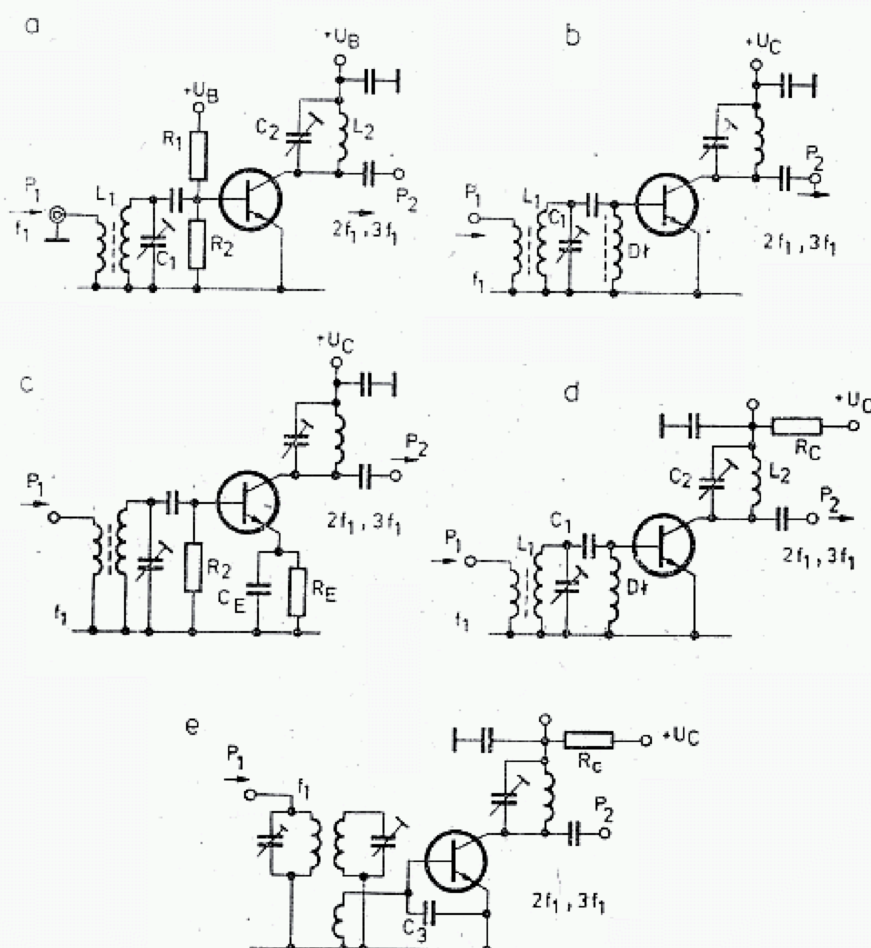
Zasady działania powielaczy parametrycznych obszernie opisano w literaturze [34 i 35]. Na rysunku 5.50 pokazano zależność prądu bazy I_B i kolektora I_C tranzystora od napięcia U_{BE} oraz punkty pracy w klasach A, AB, B i C. Wzmacniacz



5.50. Charakterystyka tranzystora $I_B = f(U_{BE})$; zaznaczono odcinki odpowiadające klasom pracy

klasy A (rys. 5.51a) w wyniku pracy na prostoliniowym odcinku charakterystyki (p. A) nie generuje harmonicznych. Po powiększeniu stosunku R_1/R_2 w dzielniku napięcia tranzystor uzyskuje mniejsze U_{BE} i przechodzi do klasy AB z małym prądem spoczynkowym lub do klasy B z resztkowym prądem spoczynkowym. Po odłączeniu

R_1 otrzymuje się $U_{BE} = 0$ i pracę w klasie C. Przy pracy w klasie B lub C po przyłożeniu sygnału P_1 występuje prostowanie dodatnich połówek sygnału, zwiększa się U_{BE} i pojawia się prąd kolektora. Przy zwiększaniu amplitudy sygnału sterującego



5.51. Sposoby polaryzacji złącza *B-E*

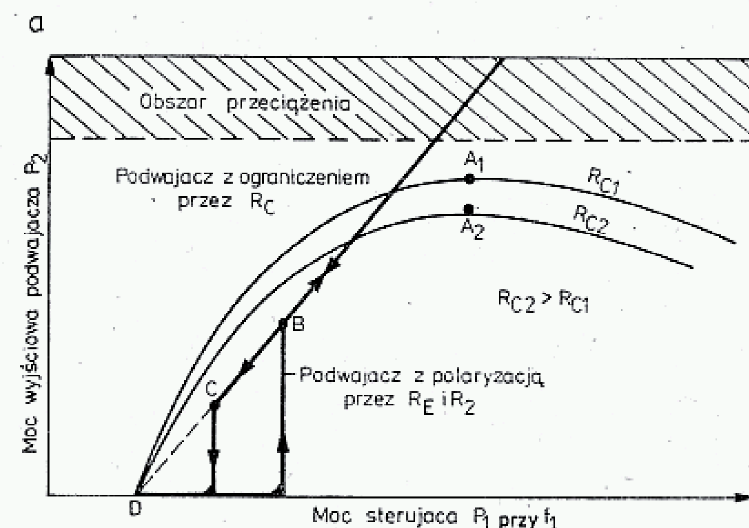
a — za pomocą dzielnika R_1/R_2 (klasa A i B), b — dławikiem (klasa *C*), c — rezystorem bazowym R_2 i emiterowym R_E

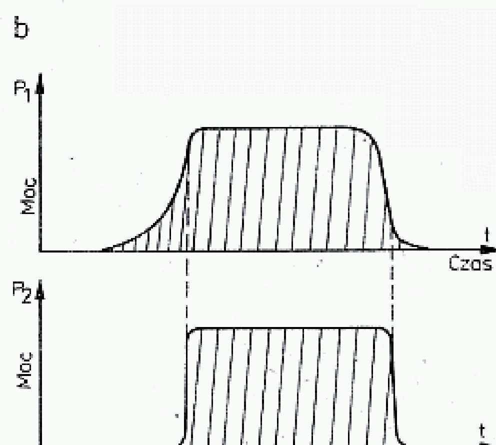
P_1 zwiększa się prąd kolektora, a w sygnale wyjściowym P_2 początkowo rośnie poziom 2. harmoniczny (kąt odcięcia 90°—120°), po czym 3. — (80°—100°), 4. — (70°—90°), 5. — (60—72°) itd.

Przy bardzo silnym sygnale U_{BE} jest tak duże, że następuje przebicie złącza B-E. Jeśli R_2 zastąpić dławikiem (rys. 5.51b), to napięcie $U_{BE} = 0$ V. W tym przypadku przy silnym sygnale sterującym prąd bazy i kolektora osiąga duże wartości. Nadmierny prąd bazy powoduje przepalenie złącza B-E. Tranzystory małosygnałowe w.cz., np.: BF180, BF520, AF319, mają dopuszczalny prąd bazy 0,5 do 2 mA. Tranzystory przełącznikowe i impulsowe, np.: BSX87, BSX67, 2N914, BC211 mają dopuszczalny prąd bazy $20 \div 100$ mA. Przy nadmiernym prądzie kolektora bez obniżenia napięcia tranzystor wchodzi w obszar przeciążenia (rys. 5.52). Aby ograniczyć prąd kolektora w obwód emitera włącza się rezystor R_E zablokowany dla w.cz. kondensatorem C_E (rys. 5.51c), albo rezystor R_c w obwodzie kolektora, na którym występuje znaczny spadek napięcia (rys. 5.51d).

Zmiana napięcia U_{BE} występującego na rezystancjach R_2 i R_E powoduje zmianę pojemności złącza C_{BE} i to w dość dużych granicach. Jest to tzw. efekt waraktorowy. Pojemność C_{BE} dodaie się do pojemności C_1 obwodu rezonansowego. Jeśli

obwód indukcyjności L_1 C_1 wraz z kondensatorem C_{BE} jest zestrojony przy małym sygnale, tj. gdy C_{BE} jest duże, to po zwiększeniu wysterowania zmniejsza się pojemność C_{BE} rozstrajając obwód. Jeśliby teraz odpowiednio zwiększyć C_1 dla ponownego uzyskania rezonansu, to po zmniejszeniu wysterowania, obwód będzie znów rozstrojony. Jeśli w tym stanie powoli zwiększać sygnał sterujący P_1 to prąd kolekto-





5.52 a — Transmitancja podwajacza z polaryzacją bazy i z ograniczeniem rezystorem kolektorowym R_c. W pierwszym przypadku przy małym wysterowaniu występuje zjawisko histrezy, b — Kształt sygnału w czasie kluczowania

1 — w generatorze przez filtr zmiękczający, *2* — po powielaczu z histerezą otrzymuje się sygnał „twardy"

rowy początkowo nie płynie i na wyjściu nie ma sygnału powielonego ($P_2 = 0$). Po przekroczeniu progowego poziomu mocy P_1 pojawi się prąd bazy, zmaleje C_{BE}, układ powróci do rezonansu i prąd kolektora gwałtownie zwiększy się od zera do pewnej wartości (punkt B na rys. 5.52), a na wyjściu pojawi się sygnał P_2. Dalszy wzrost wysterowania spowoduje wzrost P_2 oraz wejście tranzystora w obszar przeciążenia. Przy kolejnym zmniejszaniu wysterowania, przy pewnej wartości P_1 (punkt C), następuje skokowy spadek sygnału P_2 do zera. Jest to tzw. zjawisko histerezy, niepożądane. W czasie strojenia powielaczy z histerezą występuje nieciągłość odczuwana tak jakby zrywały się oscylacje lub jakby przerywał kondensator obrotowy.

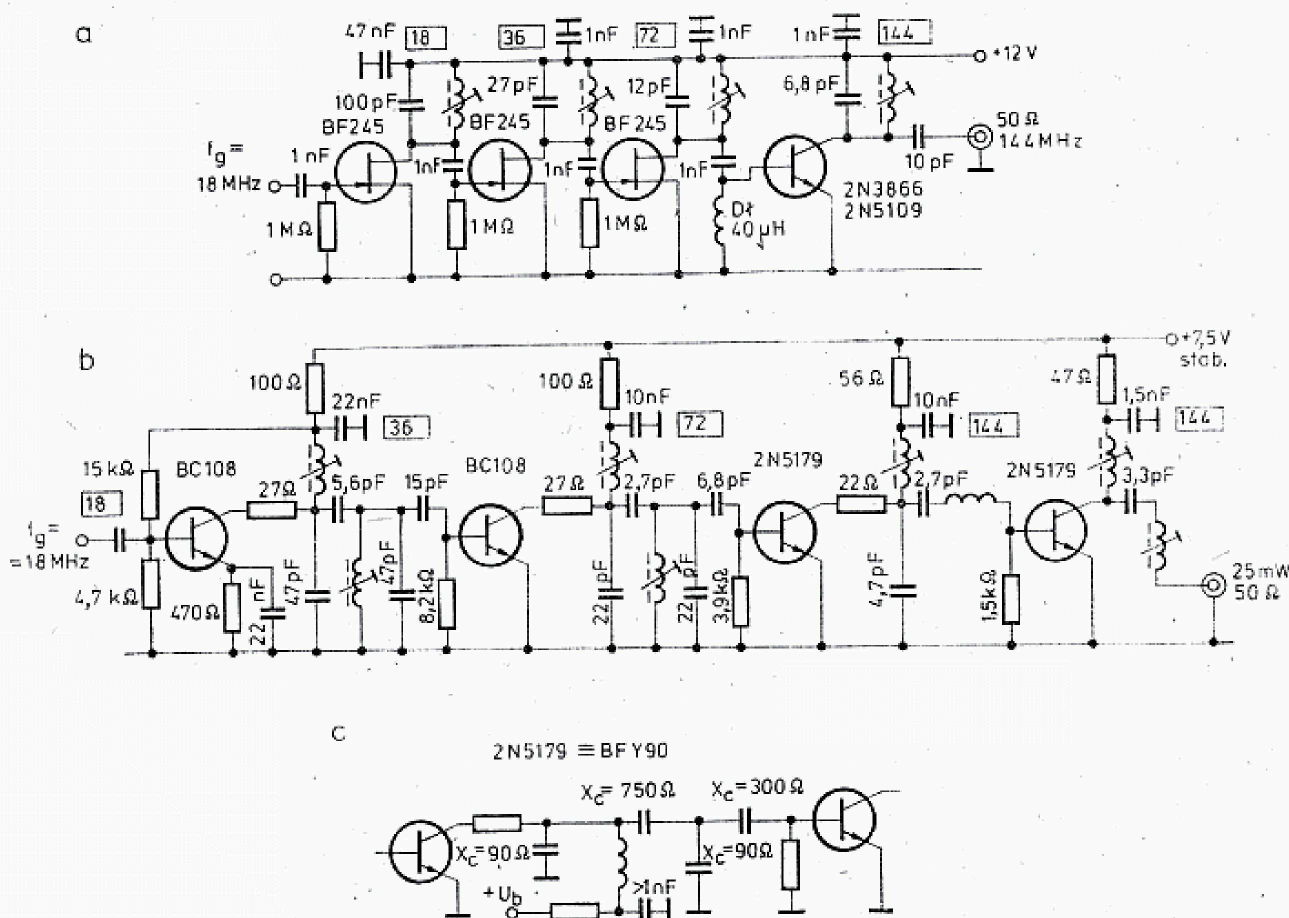
Jeszcze gorsze efekty występują przy kluczowaniu, gdyż mimo miękkiego kluczowania stopni przed powielaczem z histerezą, powielacz ten obetnie zbocza sygnału i na wyjściu otrzyma się sygnał bardzo twardy, z czym związane jest szerokie widmo zakłóceń (rys. 5.52b). Zjawisko to jest tym silniejsze, im mniejsze jest C_1 i większe są R_2 oraz R_E.

Aby wyeliminować to zjawisko, zaleca się:

— stosowanie układu bez R_E i zastąpienie R_2 przez dławik (rys. 5.51d),
— ograniczenie prądu bazy przez dobranie właściwego poziomu wysterowania, oraz stosowania tranzystorów z dużym h_{21},
— stosowanie dużej pojemności C_3 równoległej do C_{BE}, przylutowanej bezpośrednio na zaciskach tranzystorów. W tym przypadku tranzystor zasilany jest przez niskoomową pętlę sprzęgającą (rys. 5.51e),
— ograniczenie strat w tranzystorze przez włączenie do obwodu kolektora rezystora $R_c = 100 \div 500\ \Omega$. W miarę zwiększania się prądu kolektora zmniejsza się napięcie U_{CE}. Wartość rezystancji dobiera się tak, by powielacz pracował w p. A leżącym poniżej obszaru przeciążenia (rys. 5.52a). Wtedy to moc sygnału wyjściowego P_2 będzie w pewnym przedziale mało zależna, od mocy sterującej P_1, natomiast przy malejącym wysterowaniu (P_1) do punktu D, moc P_2 będzie malała w sposób ciągły do zera. Jak z powyższego wynika, powielacze w klasie C wymagają pewnego minimalnego napięcia sterującego i dlatego przy bardzo słabych sygnałach sterujących należy stosować układ z rys. 5.51a i pracować w klasie B.

Efekt waraktorowy wykorzystuje się natomiast w przypadku, gdy częstotliwość sygnału f_1 jest bliska f_T tranzystora. Wtedy to dobiera się małą pojemność C_1, a przy potrajaniu włącza się między emiter i bazę obwód nastrojony na $2f_1$ (rys. 5.31a).

Tranzystory polowe także mogą być wykorzystywane do powielania częstotliwości. Wymagają one jednak znacznego napięcia sterującego, by na złączu dio-



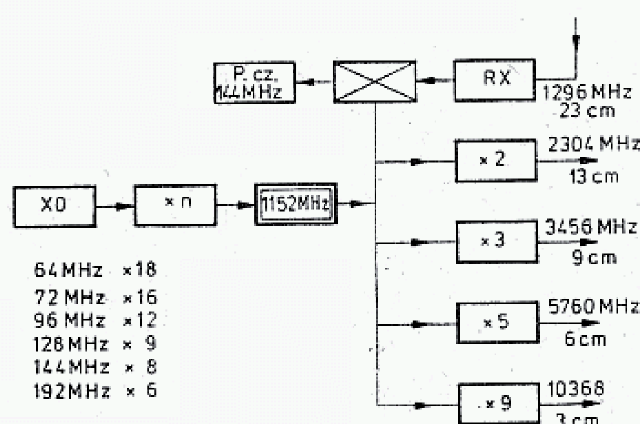
5.53. Powielacze badane przez DJ1ZB [34]

z — układ z tranzystorami typu FET i prostymi obwodami — tłumienie prążków wynosi bocznych 43 dB, b — układ a podwójnymi obwodami — tłumienie 60 dB, c — zalecane wartości reaktancji kondensatorów

dowym następowało prostowanie i przesunięcie punktu pracy do klasy B lub C. Zjawisko histerezy w powielaczach pracujących na fetach praktycznie nie występuje. Fety mniej obciążają obwody rezonansowe i dlatego uzyskuje się lepszą filtrację sygnałów ubocznych. Na rysunku 5.53a pokazano układ powielający sygnały z 18 MHz na 144 MHz, złożony z czterech podwajaczy pracujących na fetach. Sygnały uboczne na wyjściu są osłabione o 43 dB. DJ1ZB [34] stwierdził, że większą selektywność uzyskuje się stosując obwody podwójne, sprzężone małą pojemnością, jak na rys. 5.53b. W powielaczu tym sygnały uboczne są stłumione o 60 dB. Wartości pojemności dla tego układu przy innych częstotliwościach można obliczyć na podstawie reaktancji podanych na rys. 5.53c, przy czym $X_L = -X_C$. Przykłady innych powielaczy pokazano już na rys. 5.15, 5.26, 5.27, 5.31, 5.35, 5.43 i 5.45.

5.1.4.4 Powielacze mikrofalowe

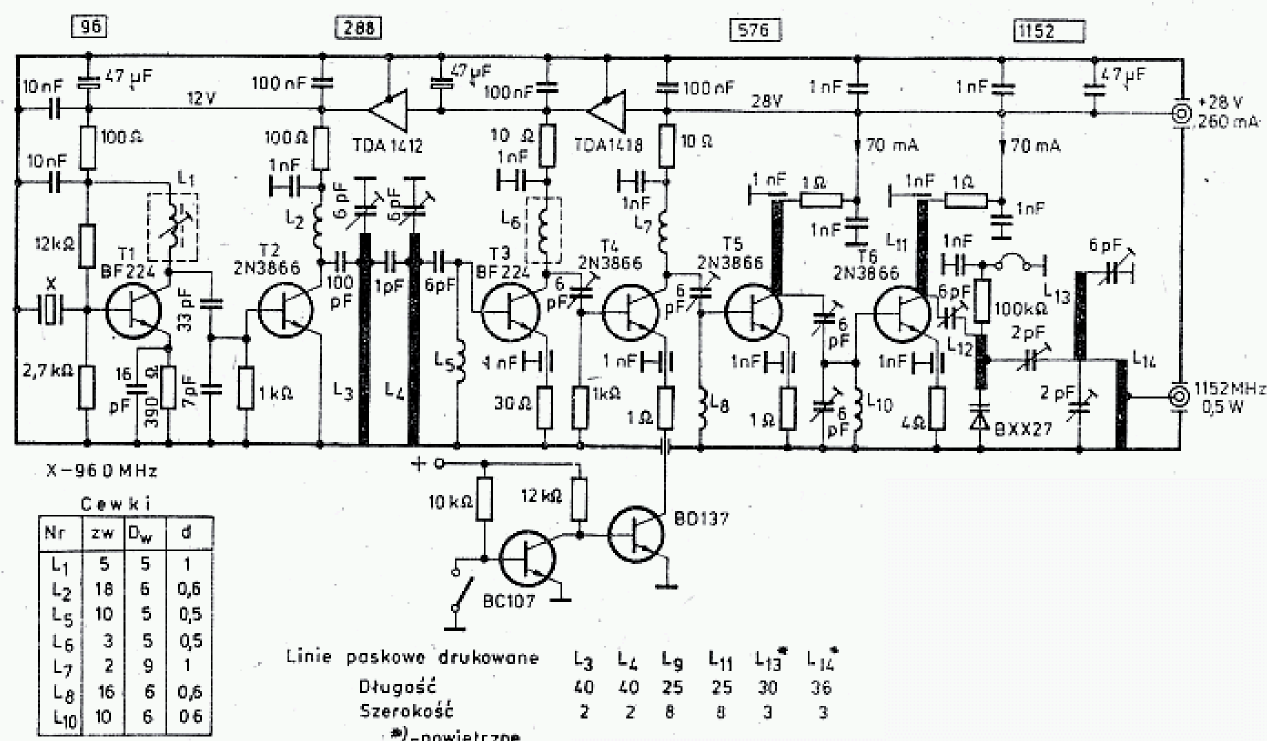
Na rysunku 5.54 pokazano plan częstotliwości generatorów heterodyn dla pasm mikrofalowych. Występuje tam węzłowa częstotliwość 1152 MHz, umożliwiająca wejście na wszystkie pasma mikrofalowe. Z tych powodów generator 1152 MHz doczekał się kilku opracowań. Stosuje się w nich szczególnie stabilne i małoszumne



5.54. Generator częstotliwości „bazowej" 1152 MHz; plan częstotliwościowy zastosowania generatora 1152 MHz

oscylatory XO opisane w rozdziale 5.1.3.5. Najlepsze wyniki uzyskuje się z zastosowanie moscylatora o częstotliwości 96 MHz z powielaniem × 3 + × 2 + × 2. Generatory te po dalszym powieleniu × 3 + × 3 umożliwiają pracę CW i SSB w pasmie 10 GHz.

Na rysunku 5.55 pokazano dobry generator 1152 MHz o mocy 0,5 W (wg DL7QY), w którym zastosowano tranzystory bipolarne wysokoprądowe, a w stopniu końcowym podwajacz zbudowany na waraktorze BXX27. Filtry paskowe L_3 i L_4 po potrajaczu pracującym na tranzystorze *T2* skutecznie odcinają sygnały 192 MHz i 384 MHz. Układy pracujące z tranzystorami *T3* i *T4* są wzmacniaczami sygnału 288 MHz, zaś układ z tranzystorem *T5* podwajaczem na 576 MHz. Tranzystor *T4* jest kluczowany. Wzmacniacz z tranzystorem *T6* powinien dostarczać do waraktora co najmniej 1 W na 576 MHz. Tranzystory *T4*, *T5* i *T6* mają chłodzenie wzmożone radiatorem w postaci kawałka blaszki Cu 10 × 25 nalutowanej dłuższą krawędzią na wierzchołku obudowy tranzystora. Przy strojeniu mierzy się prąd waraktora po usunięciu łącznika po rezystorze 100 kΩ. Po dobudowaniu dalszego podwajacza uzyskuje się około 0,25 W dla 2304 MHz [36].



Cewki

Nr	zw	D_w	d
L_1	5	5	1
L_2	18	6	0,6
L_5	10	5	0,5
L_6	3	5	0,5
L_7	2	9	1
L_8	16	6	0,6
L_{10}	10	6	06

Linie paskowe drukowane	L_3	L_4	L_9	L_{11}	L_{13}*	L_{14}*
Długość	40	40	25	25	30	36
Szerokość	2	2	8	8	3	3

*) – powietrzne

5.55. Układ generatora wg DL7QY, [36]

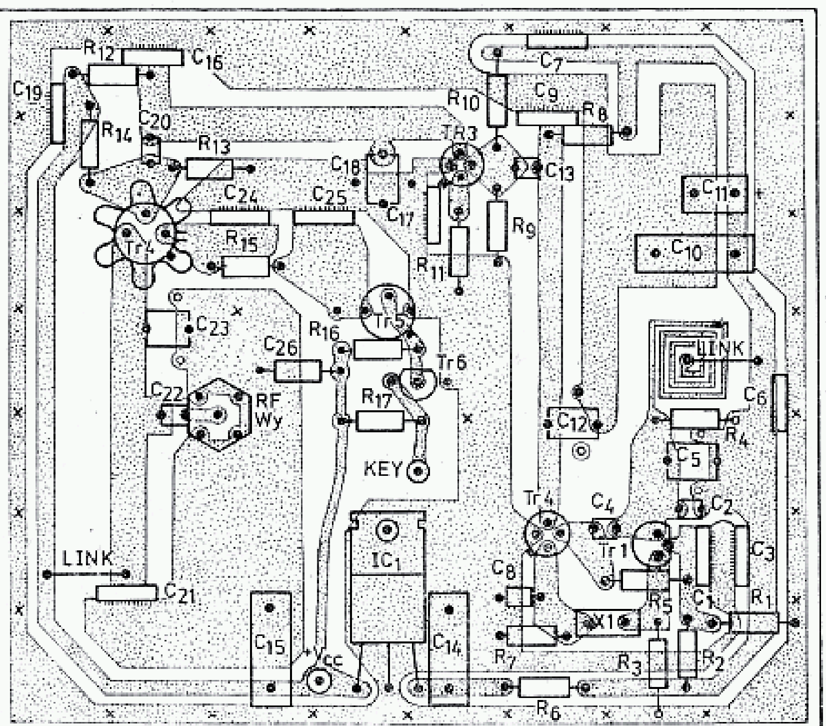
Na rysunku 5.56 pokazano ciekawy układ generatora uniwersalnego 384 MHz zalecanego przez RSGB Microwave Committee dla pasm MKF do 10 GHz włącznie [37]. Stabilność generatora mierzona na częstotliwości 10 GHz wynosi 100 Hz/V i 2 kHz/°C i zależy od egzemplarza rezonatora. Całość jest wykonana na płytce z laminatu dwustronnego i zamknięta w pudełku z odlewu aluminiowego o wymiarach 116×90. Części są montowane od strony masy. Obwody masy po drugiej stronie druku są połączone z powierzchnią masy w miejscach zaznaczonych X oraz na każdej końcówce elementu łączonego z masą. Wszystkie elementy należy montować z minimalnymi długościami końcówek, a kondensatory blokujące typu „chip" wlutowywać w płytkę. Należy stosować trymery powietrzne 1,8÷10 pF wysokiej jakości oraz uprzednio zbadane półprzewodniki. Moc wyjściowa dla U_{cc} = 11 V wynosi 225 mW (+24 dBm), a dla U_{cc} = 15 V 350 mW (+25,5 dBm). Przy kluczowaniu układu pracującego na tranzystorach *T5* i *T6* przy częstotliwości 10 GHz obserwuje się lekki „kliks" i dlatego stosuje się kluczowanie FSK. W podanym układzie można uzyskać pasmo Δf = 1 kHz na częstotliwości 10 GHz. Przy modulacji FM częstotliwości na 10 GHz można uzyskać czułość 2 kHz/V. Opisany generator G3JVL jest stosowany w transwerterze 10 GHz.

Na rysunku 5.57a pokazano konwerter 3456/28 MHz z heterodyną 3428 MHz, opracowany przez DL7QY DUBUS 1/77. Zastosowano w nim tranzystory o mniejszych mocach niż w układzie z rys. 5.55 oraz potrajanie częstotliwości. Przy oscylatorze XO o częstotliwości 42,32 MHz na wyjściu układu z tranzystorem *T5* uzyskuje się częstotliwości 1142,64 MHz. Dla konwertera 1296/144 MHz stosuje się XO o częstotliwości 42,666 MHz, a dla konwertera 1296/28 MHz XO o częstotliwości 46,962 MHz.

a

T1 – MPS918, T2, T3 – BFY90 T4 – 2N4427
T5 – 2N2219A, T6 – BC183, BC108
X – 5 overton 90 ÷ 100 MHz
IC1 – 7812 lub 7808

b

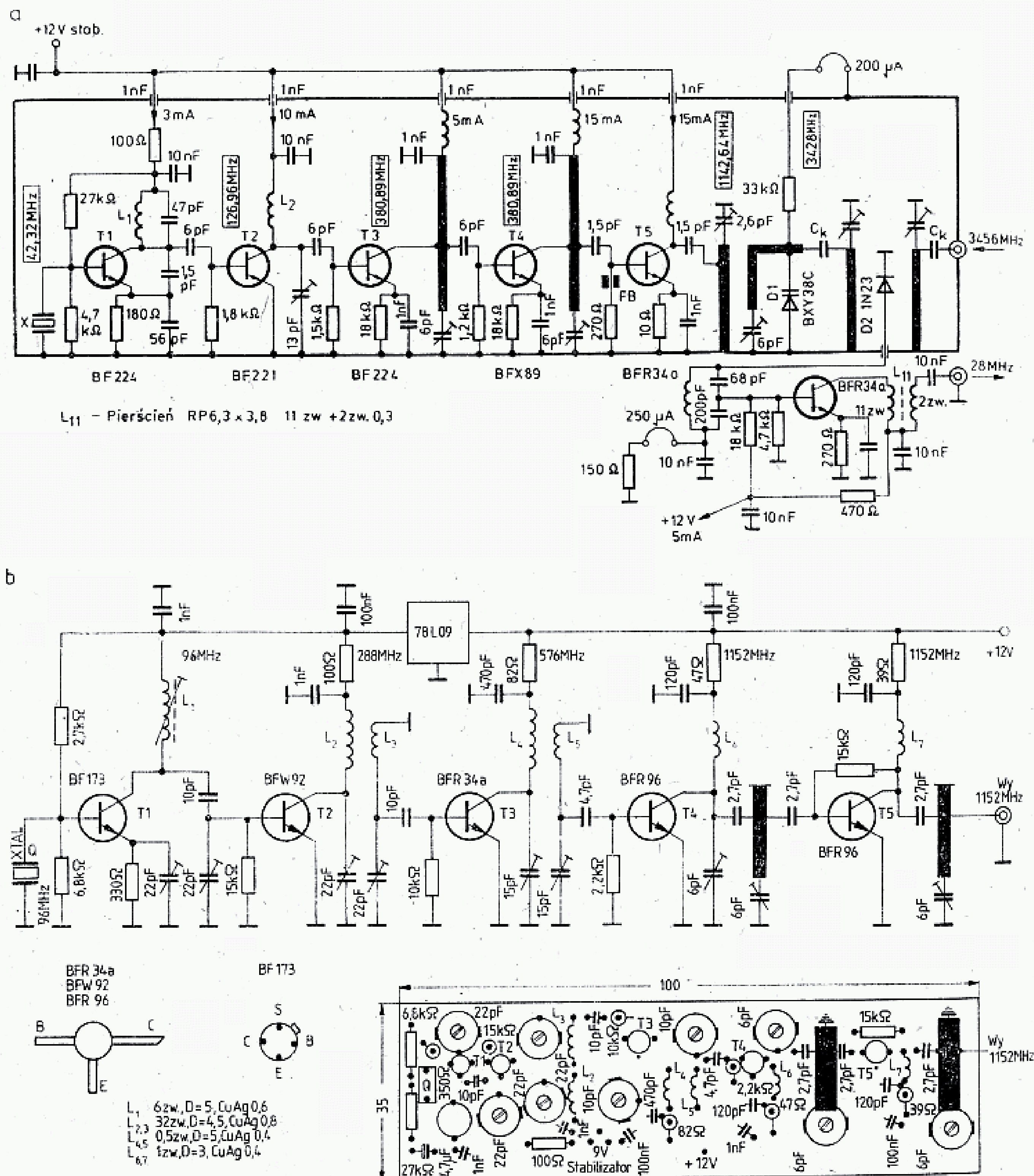


5.56. Generator bazy 1152 MHz zalecany przez Komitet Mikrofalowy RSGB

a — schemat, b — rozmieszczenie elementów i obraz druku

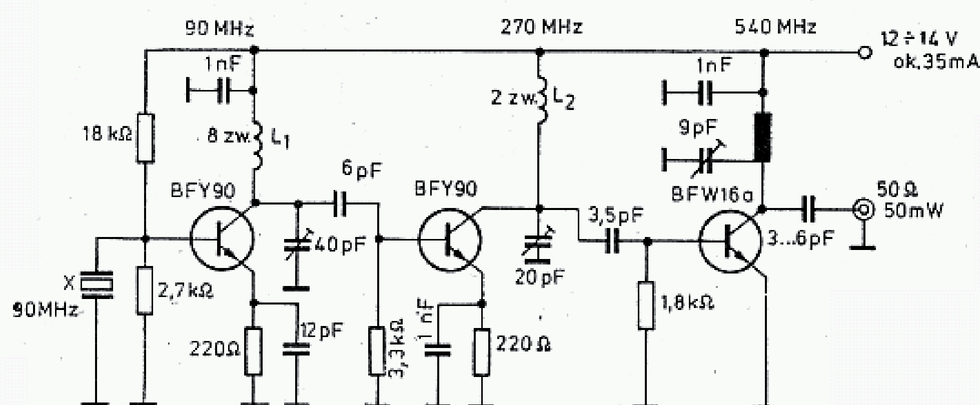
Na rysunku 5.57b pokazano heterodynę 1152 MHz przewidzianą dla transwertera 144/1296 MHz wg PA0LPE [38]. Na uwagę zasługuje stosowanie filtrów dwuobwodowych.

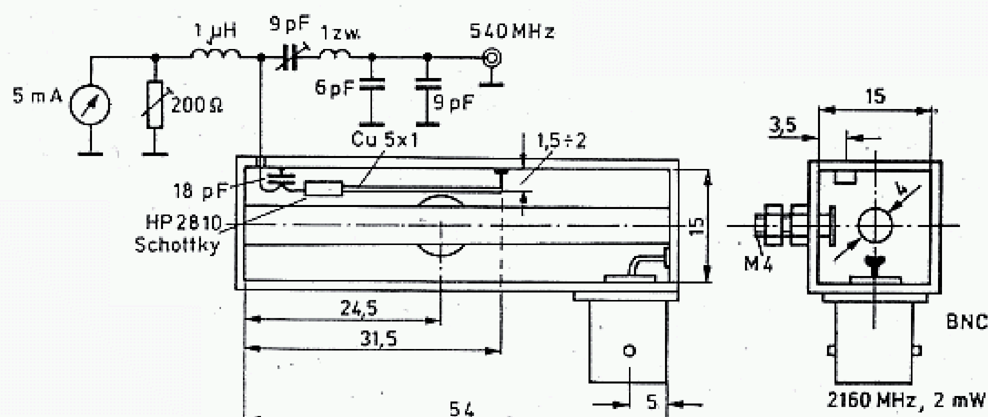
Bardzo prosty generator opisał DJ1EE w UKW Berichte 3/1974 (rys. 5.58). Sygnały tego generatora o częstotliwości 540 MHz i mocy 50 mW transformowane są na małą impedancję i doprowadzane do diody Schottky'ego, z którą jest sprzężony indukcyjnie obwód rezonansowy półfalowy nastrojony na czwartą harmoniczną, tj. na 2160 MHz. Całość pracuje w konwerterze 2304/144 MHz. Po zmianie częstotliwości rezonatora na 96 MHz układ ten można wykorzystać w konwerterze



5.57 a — Generator 3428 MHz dla konwetera 3456/28 MHz wg DL7Q1, b — Generator 1152 MHz wg PA0LPE

1296/144 MHz. Dla zwiększenia tłumienia sygnałów ubocznych celowe jest zastosowanie filtru dwuobwodowego po potrajaczu. Ponieważ filtr taki daje dodatkowe tłumienie, wynoszące około 3 dB może okazać się konieczne dodanie jednego stopnia wzmacniającego. W prostych generatorach można uzyskać stopień powielania odpowiadający kombinacjom krotności powielaczy elementarnych: ×2, ×3 i ×5.

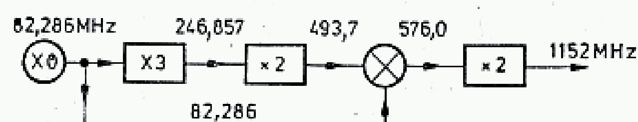




5.58. Prosty generator 2160 MHz z potrajaniem i powielaniem czterokrotnym zbudowany na diodzie, wg DJ1EE (UKW Berichte 3/1974)

Dla uzyskania innych krotności stosuje się generatory złożone z powielaczy i mieszaczy. W generatorach tych na przykład $f_h = 1152$ MHz można uzyskać jako 14.harmoniczną oscylatora XO o częstotliwości 82,286 MHz w kilku układach: $n = 14 = (3\times2)+1\times2$ (rys. 5.59a) lub $14 = (5\times3)-1$ albo $14 = (2\times3\times2)+2$ itd. W metodzie tej możliwe jest wykorzystanie większej liczby kwarców, z których można uzyskać żądaną częstotliwość heterodyny, gdyż pozwala na stosowanie krotności: 7, 11, 13, 14, 17, 19, 21, 23 itd.

Metoda powielania z mieszaniem umożliwia tworzenie ciekawych układów nadawczo-odbiorczych z tzw. podwójną heterodyną. Przy pracy w pasmie $f_s =$



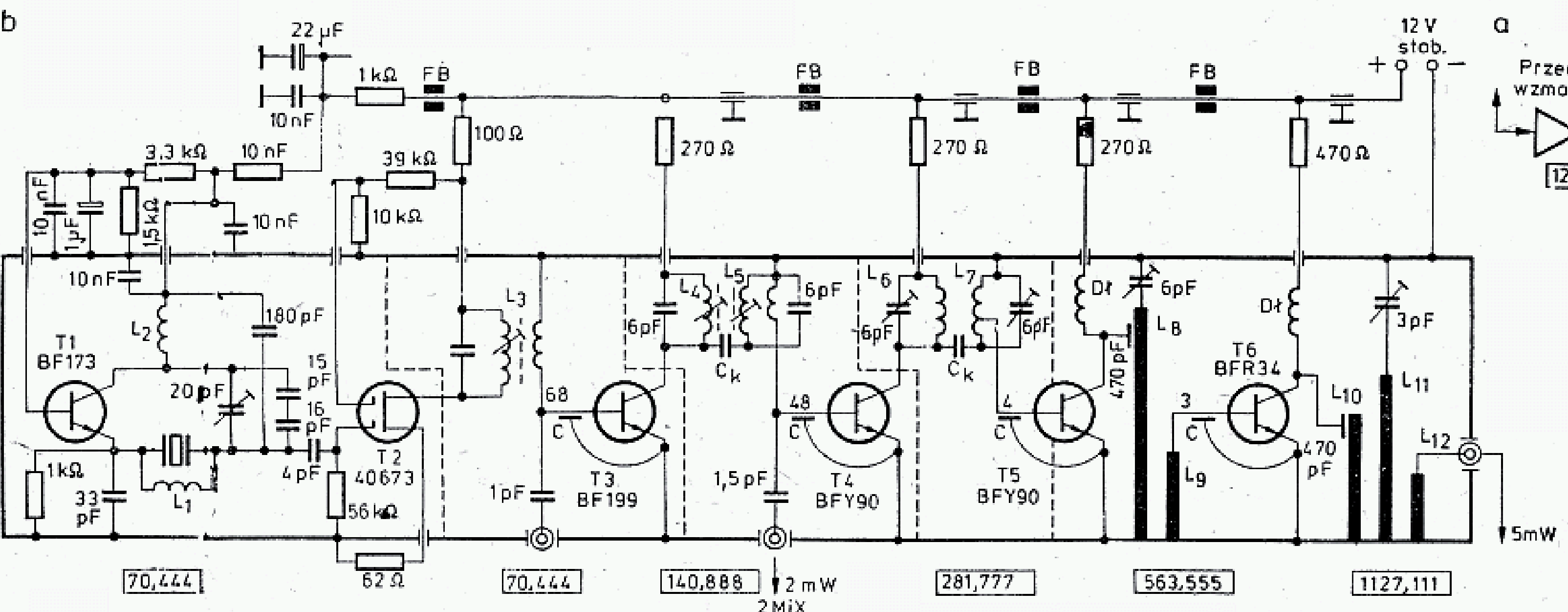
5.59. Przykład heterodyny z powielaniem 14-krotnym

$= 1296$ MHz stosuje się heterodynę $f_h = 1152$ MHz przy $f_{p1} = 144$ MHz lub $f_h = 1268$ MHz przy $f_{p1} = 28$ MHz. Wadą pierwszego układu jest ryzyko przenikania silnych sygnałów z pasma 2-metrowego od odbiornika 144 MHz, zaś wadą drugiego układu jest trudność odfiltrowania częstotliwości lustrzanej $f_l = 1240$ MHz.

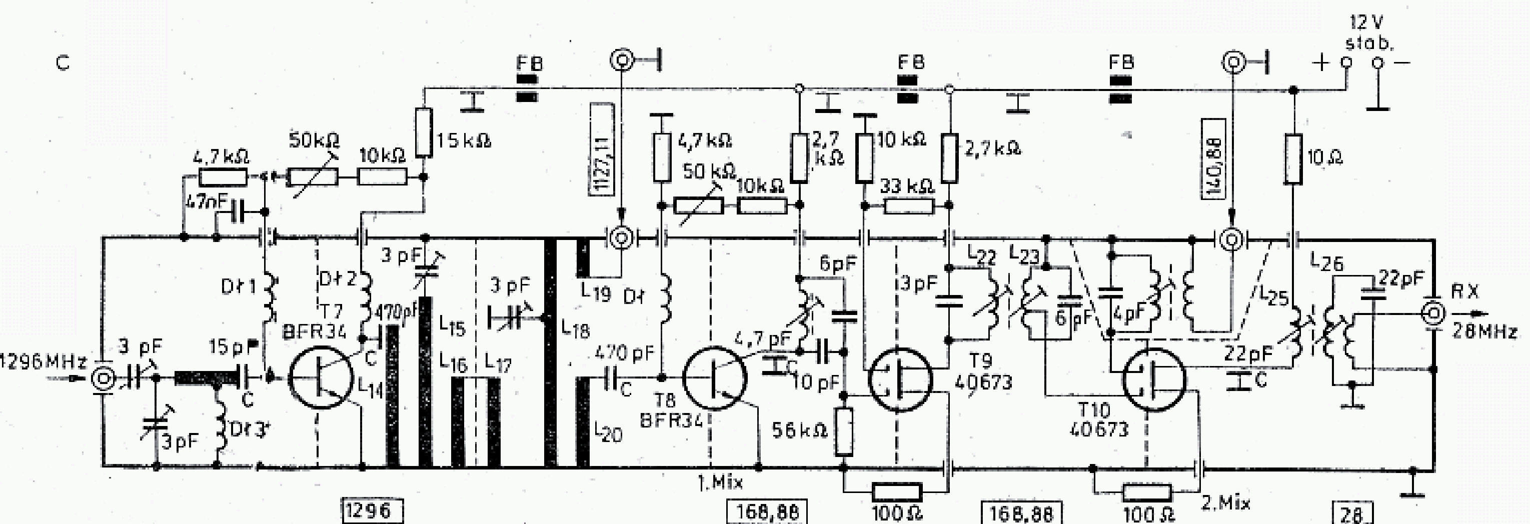
a

Przed-wzmacniacz
1. Mieszacz
1. Przedwzm.
2. Mieszacz
Rx 28MHz
1296
1127,111
168,888
140,888
563,56
281,77
70,444
×2
XO
h_1
h_2

b



c



5.60. Konwerter 1296/28 MHz, wg DL7HG [35]

a — schemat blokowy,
b — generator przemiany,
c — wzmacniacz w.cz. pierwszy mieszacz, wzmacniacz I p.cz. i drugi mieszacz
Kondensator przepustowy 1 nF do 3,3 nF
C — kondensator typu Chip
FB — perełka ferrytowa
Dł — dławik powietrzny, długość drutu 1/6 λ
L_1 — 12 zw. na rezystorze 1 kΩ;
L_2 — 10 zw., P_w = 6 CuAg 0,8
L_3 — jak L_2 + 2 zw. sprzęgające przesuwane
L_4 — 5 zw. ⌀ 5 z rdzeniem, L_5 — jak L_4 + 1 zwój przesuwany L_6 — 3,5 zw. ⌀ 5, L_7 jak L_6 z odczepem 1 zw. $L_8 \div L_{20}$ — taśma 5...8×0,5—1 Cu, długości $l_8 = 70$, $L_9 = 25$, $L_{11} = 35$, $L_{12} = 12$, $L_{13} = 35$, $L_{14} = 30$, $L_{15} = 35$, $L_{17} = 20$, $L_{18} = 70$, $L_{19} = 8$, $L_{20} = 15$

Problem ten można rozwiązać stosując układ z podwójną heterodyną (rys. 5.60a). Wysoka pierwsza pośrednia $f_{p1} = 168{,}888$ MHz zapewnia dobre stłumienie sygnałów lustrzanych $f_l = 958{,}2$ MHz, zaś drugą częstotliwość pośrednią $f_{p2} = 28$ MHz uzyskuje się w wyniku mieszania z sygnałem wcześniejszych stopni heterodyny $f_{h2} = 140{,}888$ MHz. Zaletą takiego układu jest stosowanie tylko jednego XO.

Częstotliwość oscylatora f_0 oblicza się ze wzoru:

$$f_0 = \frac{f_s \pm f_{p2}}{n_1 \pm n_2} \tag{5.7}$$

gdzie: f_{p2} — częstotliwość drugiej pośredniej,

n_1 i n_2 — krotności powieleń f_0 dla mieszacza 1. i 2.

Z tego wzoru uzyskuje się cztery możliwości doboru f_0, w zależności od tego czy będzie stosowane sumowanie czy też odejmowanie częstotliwości w mieszaczu.

Na rysunku 5.60b pokazano kaskadę powielaczy z wyprowadzonymi dwoma sygnałami heterodyny, a na rys. 5.60c układ konwertera odbiorczego 1296/28 MHz wykorzystującego powyższą metodę [35]. Całość składa się z dwóch płytek laminowanych zamkniętych w oddzielnych pudełkach bez pokrywek o wymiarach 150 × × 70 × 30, lecz z przegrodami ekranującymi. Montaż i strojenie przeprowadza się sukcesywnie zaczynając od układu z tranzystorem *T1*, a po uruchomieniu każdego stopnia wlutowuje się przegrodę ekranującą, dolutowując ją także do ścianek pudełka. Opisany konwerter ma wzmocnienie $G = 40$ dB i współczynnik szumów $NF = 2{,}2$ dB.

5.1.5 Powielacze waraktorowe

5.1.5.1 Wprowadzenie

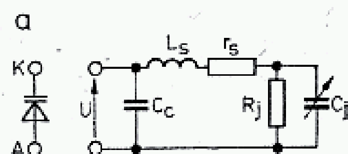
Powielacze waraktorowe stosowane są w układach generacyjnych w przypadkach, gdy żądana częstotliwość sygnału jest większa od maksymalnej częstotliwości roboczej dysponowanych tranzystorów. W układach mieszających MKF ostatni stopień powielania heterodyny bywa często wykonywany na waraktorach małej mocy, a nawet na warikapach (rys. 5.55 i 5.57). W układach nadawczych stosuje się waraktory mocy dla potrojenia częstotliwości z 144 MHz na 432 MHz lub z 432 MHz na 1296 MHz.

Układy waraktorowe nie wymagają dodatkowego zasilania i uzyskują przy potrajaniu ($n = 3$) sprawność teoretycznie do 70%, tak więc dysponując nadajnikiem 144 MHz można w prosty sposób przejść do pracy na częstotliwości 432 MHz. Powielacze waraktorowe większych mocy stosowane są głównie w nadajnikach CW, lecz mogą być także stosowane przy modulacji AM z ciągłą falą nośną lub FM, nie nadają się natomiast do bezpośredniego powielania sygnałów SSB.

W nadajnikach FM dewiacja po powieleniu jest większa n-krotnie należy więc stosować ograniczanie dewiacji w nadajniku przed powielaniem, w przeciwnym przypadku w czasie odbioru nastąpią silne zniekształcenia.

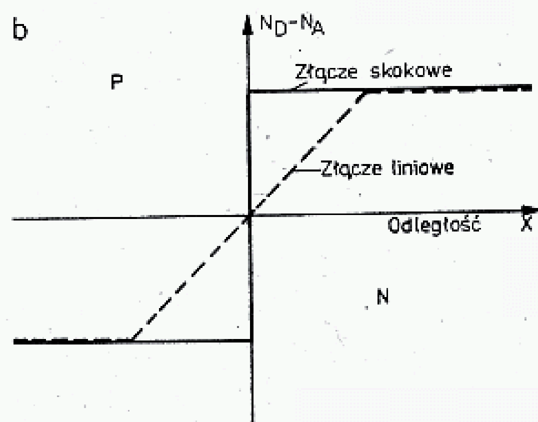
Teorię powielaczy waraktorowych opisano w wielu pozycjach literatury polskiej [40—43] oraz w czasopismach radioamatorskich [38, 44, 45, 48, 49]. Tutaj podano niektóre wnioski końcowe potrzebne dla zrozumienia zjawisk występujących w układach powielaczy pracujących na diodach ze zmienną pojemnością.

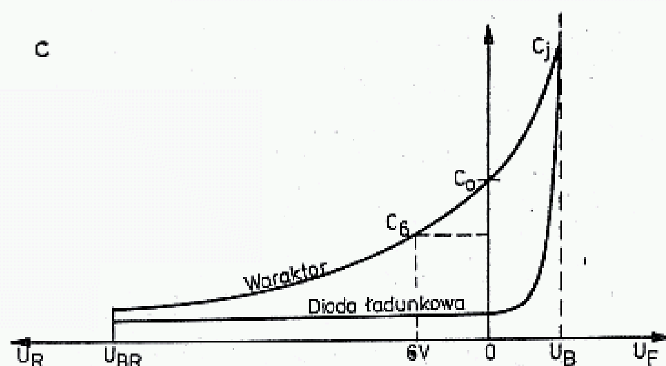
Pojemność C_j złącza *p-n* diody zależy od jej budowy, sposobu rozkładu nośników i przyłożonego napięcia *U*. Schemat zastępczy diody waraktorowej pokazano na rys. 5.61. C_c jest pojemnością oprawki (0,1 do 0,8 pF), L_s — indukcyjnością doprowadzeń (0,1 do 3 nH), r_s — rezystancją strat szeregowych (0,5 do 5),

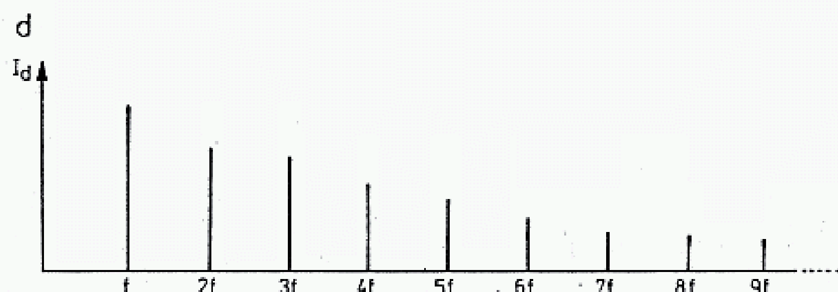


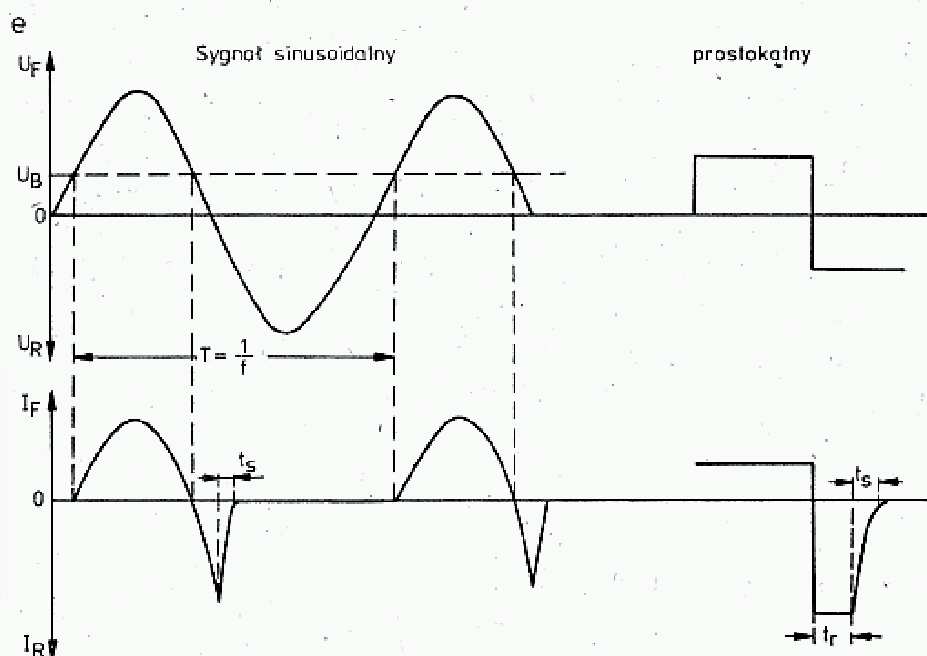
5.61. Dioda waraktorowa

a — schemat zastępczy, b — dwa typowe rozkłady nośników w złączu: liniowy i skokowy, c — zależność pojemności złącza od napięcia polaryzacji, d — widmo harmonicznych diody ładunkowej, e — przebiegi prądu w diodzie ładunkowej przy pobudzeniu sinusoidalnym i prostokątnym: t_s — czas zaniku, t_r — czas magazynowania









R_j — rezystancją zaporową złącza, C_j — pojemnością złącza *p-n*, uzależnioną od napięcia U przyłożonego do diody.

Ogólny wzór opisujący pojemność złącza *p-n* ma postać, wg [42]:

$$C_j = kU^{\gamma} \tag{5.8a}$$

Diody ze złączem skokowym (rys. 5.61b) mają $\gamma = -1/2$ i zależność pojemności od przyłożonego napięcia daje się zapisać w postaci:

$$C_j = \frac{C_0}{\sqrt{1-U/U_B}} \tag{5.8b}$$

gdzie: C_0 — pojemność złącza diody nie spolaryzowanej ($U = 0$ V),
U_B — napięcie bariery potencjału.

Diody ze złączem liniowym mają $\gamma = -1/3$ i pojemność zmieniającą się wolniej pod wpływem zmiany napięcia polaryzacji:

$$C_j = \frac{C_0}{\sqrt[3]{1-U/U_B}} \tag{5.8c}$$

Budowane są także diody o innych charakterystykach złącza ($\gamma = -0{,}1$) oraz tzw. diody ładunkowe (ang.: *step-recovery, snap back, charge storage diode, waractors*), w których następuje magazynowanie ładunków nośników mniejszościowych w pobliżu złącza *p-n*. Ogólną zależność pojemności złącza od napięcia polaryzacji pokazano na rys. 5.61c. Przy przechodzeniu od napięcia w kierunku przewodzenia U_F do napięcia w kierunku zaporowym U_R, w waraktorze pojemność złącza maleje łagodniej, zaś w diodzie ładunkowej gwałtownie, [42]. Gdy napięcie $U_F > U_B$ płynie prąd przewodzenia diody (zjawisko prostowania), który ma określoną dopuszczalną wartość $I_{F\,max}$. Prąd ten, płynąc przez rezystancję obciążenia R (rzędu setek kiloomów) wytwarza automatyczną ujemną polaryzację złącza. Gdy $U < U_B$ płynie tylko prąd pojemnościowy. Gdy $U < U_{BR}$ następuje przebicie złącza uszkadzające złącze *p-n*. Są to parametry graniczne diody.

Po przyłożeniu do diody napięcia przemiennego U o częstotliwości f następuje generowanie harmonicznych prądu o poziomie zależnym od charakteru zależności $C_j = f(U)$. W waraktorze ze złączem skokowym najsilniejsza jest druga harmoniczna ($n = 2$), przy złączu liniowym trzecia ($n = 3$), a w diodzie ładunkowej generowany jest cały ciąg harmonicznych (rys. 5.61d). Dobroć waraktora zależy od pojemności C_j, rezystancji szeregowej r_s i częstotliwości f, przy czym C_j i r_s zależą od napięcia polaryzacji, a więc od amplitudy doprowadzonego sygnału. Częstotliwość, przy której $Q = 1$ nazywa się częstotliwością graniczną waraktora f_g:

$$f_g = 1/(2\pi C_j r_s) \tag{5.9}$$

Zależy ona od napięcia polaryzacji. Najczęściej C_j i f_g określa się dla $U_R = -6$ V (C_{j6}, f_{g6}), czasami dla $U_R = 0$ V (C_{j0}, f_{g0}). Dla częstotliwości pracy f dobroć wynosi:

$$Q = f_g/f \tag{5.10}$$

Indukcyjność połączeń L_j i pojemności C_0 i C_j powodują powstawanie rezonansów, z których najgroźniejszy jest rezonans szeregowy na częstotliwości f_{rs}:

$$f_{rs} = 1/2\pi\sqrt{L_j C_j} \tag{5.11}$$

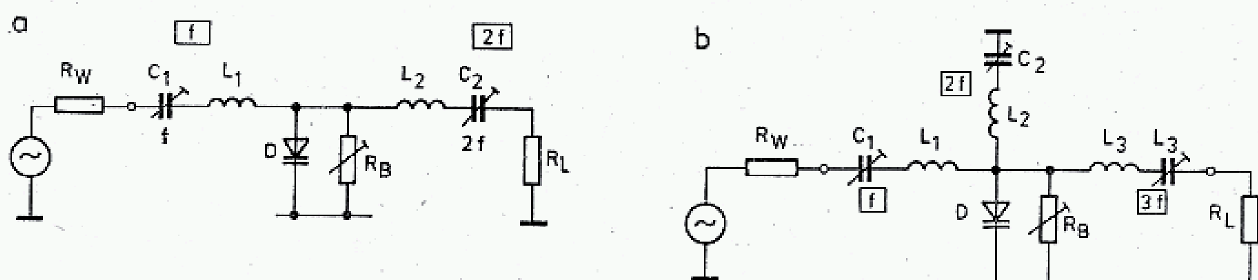
Konstrukcyjnie należy dążyć do tego, by f_{rs} było znacznie większe od częstotliwości roboczej f.

W diodach ładunkowych (ang.: *step recovery*) w czasie dodatniej połówki sygnału, która powinna trwać krócej niż czas życia nośników τ, na pojemności złącza *p-n* magazynowany jest znaczny ładunek. W czasie ujemnej połówki sygnału następuje rozładowanie złącza w czasie t_r dużym prądem, który nagle zanika. Czas zanikania prądu t_s jest bardzo krótki. Bardzo strome zbocze zanikającego prądu powoduje generację szerokiego widma prążków aż do kilkudziesięciu harmonicznych (rys. 5.61d).

Na rysunku 5.61e pokazano przebieg napięcia i prądu w diodzie ładunkowej przy pobudzeniu przebiegiem sinusoidalnym o częstotliwości $f = 1/T$ oraz przebiegiem prostokątnym. Czas życia nośników $\tau \cong t_r$ i czas zaniku prądu t_s określają granice dolną i górną zastosowania diod ładunkowych jako powielaczy n-krotnych:

$$\frac{1}{t_r} < f < \frac{1}{nt_s} \tag{5.11}$$

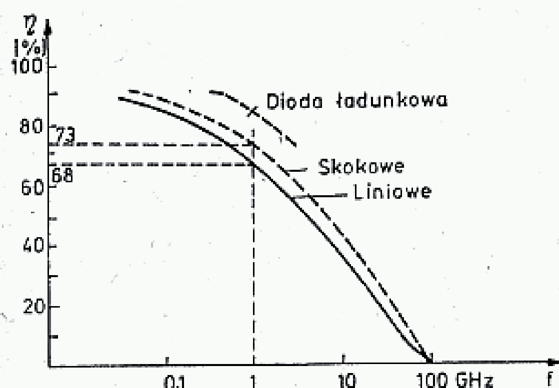
W tablicy 5.1.3 (na końcu książki) zestawiono parametry wybranych waraktorów i diod ładunkowych. W tablicy wprowadzono następujące oznaczenia: U_{BR} — napięcie przebicia, C_{j6} — pojemność złącza dla $U_R = -6$ V, τ_p — czas życia nośników p, R_{th} — rezystancja termiczna, f — zakres częstotliwości roboczych, f_{g0} — częstotliwość graniczna dla $U = 0$ V, r_s — rezystancja szeregowa, C_{j0}/C_{j6} — stosunek pojemności dla $U_R = 0$ V i -6 V. Diody podane w tablicy 5.1.3d mogą być stosowane jako waraktory lub diody ładunkowe. Podane tam także przykłady zastosowań diod jako powielaczy stopnia n dla określonych częstotliwości oraz podano osiągalne sprawności przy określonej mocy P_{in} i moc wyjściową $P_L = \eta P_{in}$.



5.62. Układy powielaczy waraktorowych z diodą równoległą
a — podwajacz, b — potrajacz

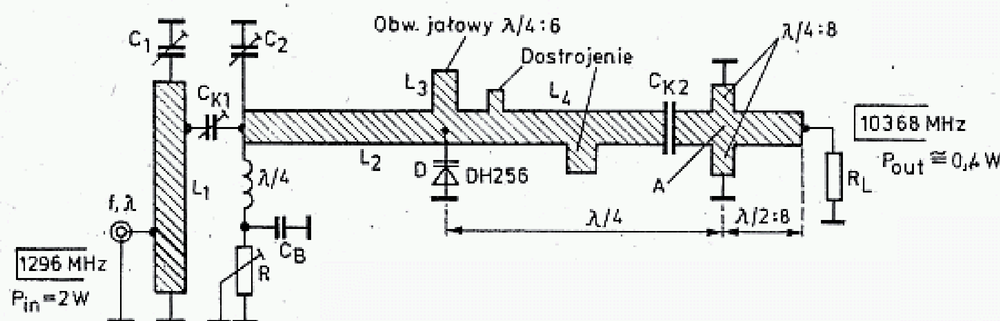
Podstawowy układ podwajacza waraktorowego pokazano na rys. 5.62a. W szeregowym obwodzie rezonansowym L_1C_1 nastrojonym na częstotliwość f, znajduje się waraktor D o małej rezystancji r_s i nieliniowo zmieniającej się pojemności. Występuje na nim nieliniowy spadek napięcia, który pobudza do drgań szeregowy obwód L_2C_2 dostrojony do $2f$. Obwód ten zasila obciążenie R_L. Na podobnej zasadzie można zrealizować potrajacz częstotliwości, jednak on wymaga waraktorów z linio-

wym złączem lub diody ładunkowej. Można także zastosować waraktor ze złączem skokowym, lecz wtedy należy dodać obwód jałowy (ang.: *idle*) dostrojony do częstotliwości $2f$ (rys. 5.62b). W układzie takim na złączu diodowym występują dwa zjawiska: generacji $2f$ oraz mieszania $2f+f = 3f$. Obwód jałowy stosuje się także w potrajaczach z waraktorem o liniowym złączu oraz z diodami ładunkowymi, gdyż podnosi on sprawność powielania.



5.63. Sprawność powielacza dla różnych rodzajów diod przy umownej częstotliwości granicznej $f_g = 100$ GHz

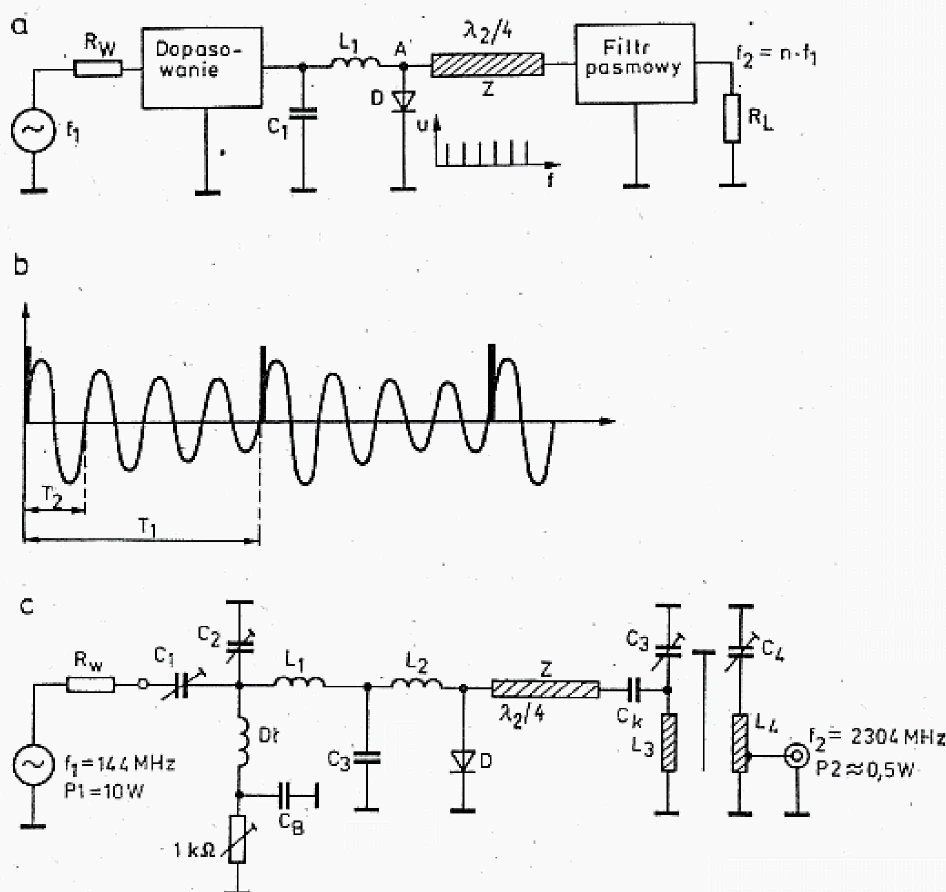
Na rysunku 5.63 pokazano zależność sprawności potrajacza z obwodem jałowym $2f$ od częstotliwości przy waraktorach o $f_g = 100$ GHz. Widać tu, że waraktor ze złączem skokowym ma sprawność o 5% większą. Potrajacz z diodą ładunkową bez obwodu jałowego (rys. 5.62a) uzyskuje sprawność 75%, a z obwodem jałowym 84%. Przy 8-krotnym powielaniu częstotliwości na diodzie ładunkowej uzyskuje się sprawność zależną od częstotliwości obwodu jałowego; bez obwodu — 17,3%, z obwodem na $2f$ — 23,3%, na $6f$ — 25%.



5.64. Powielacz 8-krotny 1296/10368 MHz z obwodem jałowym na częstotliwość 7776 MHz i obwodami dopasowania na wejściu i wyjściu

Na rysunku 5.64 pokazano układ powielacz 1296 MHz/10368 MHz na diodzie ładunkowej z obwodem jałowym na $6f = 7776$ MHz. Układ wykonany jest na laminacie teflonowym dwustronnym. Obwody 1296 MHz strojone są trymerami powietrznymi. Długości L_1 i L_2 dobiera się wg zasad podanych w rozdziale 3.6.3 (rys. 3.36) dla 1296 MHz. Pojemność C_K dobiera się eksperymentalnie. W punkcie D dołączona jest dioda ładunkowa DH265 lub DH292 oraz obwód jałowy L_3 o długości elektrycznej $\lambda/4$: 6 (7776 MHz). Na linii $L_4 = \lambda/4$ znajdują się dwa elementy dostrojcze, linia ta w punkcie A zakończona jest podwójnym obwodem $\lambda/4{:}8$, po którym następuje odcinek $\lambda/2{:}8$ zasilający obciążenie R_L. Sprawność wynosi teoretycznie 24%, w praktyce uzyskuje się 15 do 20%.

Duże stopnie powielenia ($n > 10$) uzyskuje się w układach impulsowych (rys. 5.65). Dioda ładunkowa albo PIN stanowi łącznik, który bardzo szybko wyłącza prąd płynący z kondensatora C_1 przez indukcyjność L_1. Powoduje to powstanie stromego impulsu przepięciowego. Impuls ten pobudza linię $\lambda_2/4$ do drgań gasnących o częstotliwości f_2. Jeśli impulsy generatora są powtarzane z częstotli-



5.65. Powielacz 16-krotny impulsowy 144/2304 MHz

wością $f_1 = f_2/n$, to co n-ty okres obwód $\lambda_2/4$ zostaje pobudzony do drgań sinusoidalnych. Po odfiltrowaniu zbędnych harmonicznych do obciążenia R_L dostarczany jest sygnał o częstotliwości $f_2 = nf_1$. Układ taki nie wymaga obwodów jałowych.

Na rysunku 5.65c pokazano przykład powielacza 16.krotnego z częstotliwości 144 MHz na 2304 MHz o sprawności powielania 5% i tłumieniu wstęg bocznych 22 dB, [44].

Powielacze małych mocy przy $n = 2$ lub 3 wykonuje się często na diodach Schottky'ego. Mają one złącze skokowe i bardzo wysoką f_g. Diody Schottky'ego GaAs nadają się do pracy w zakresie do 100 GHz. Ich wadą jest małe napięcie przebicia, brak zjawiska magazynowania ładunku i praca tylko w kierunku zaporowym. Przy niższych częstotliwościach można z powodzeniem stosować warikapy rodzaju BA102, BA110 i BA121. Pozwalają one na uzyskanie przy 432 MHz około 0,5 W, a po wzmożeniu chłodzenia nawet 1 W, co pozwala już na łączności do 200 km.

Przy projektowaniu powielacza należy kierować się następującymi wskazówkami:

— dioda powinna mieć wielką częstotliwość graniczną ($f_g \geqslant 100\,f$),
— należy stosować obwody jałowe;
— waraktory stosuje się przy $n = 2$ lub $n = 3$, diody ładunkowe przy $n = 2 \div 100$. Waraktory mają większe f_g niż diody ładunkowe i nie mają ograniczonej częstotliwości dolnej,
— w obwodach głównych (f, $3f$), a w szczególności w obwodzie jałowym $2f$ płyną duże prądy, będące przyczyną znacznych strat (patrz przykład w rozdziale 3.3 p. 9). Wymaga to przemyślanej konstrukcji;
— na kondensatorach indukowane jest wysokie napięcie — powinny więc być one dostosowane do tych warunków, w przeciwnym przypadku przy odłączonym obciążeniu może zapalić się łuk w.cz. względnie wystąpią tak duże straty w kondensatorze, że ulegnie on uszkodzeniu;
— wszystkie połączenia należy wykonywać z minimalną ilością lutu i zgodnie z zasadami podanymi w rozdz. 3.6.4.

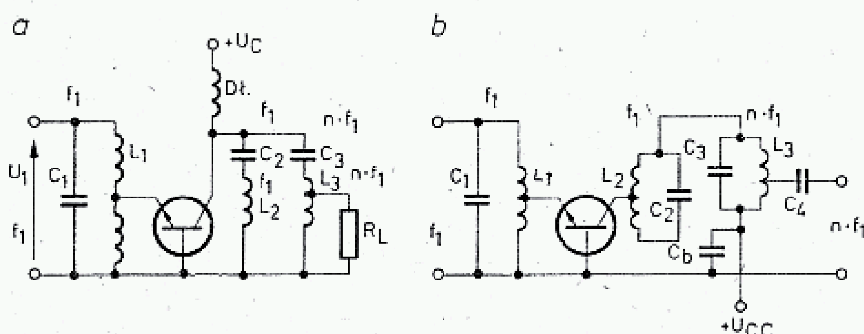
Punkt pracy powielacza (potrajacza) waraktorowego zależy od R_j, nastawionej wartości R_B, napięcia (mocy) sterującej, zestrojenia obwodu jałowego i obciążenia oraz od dopasowania obciążenia. Wszystko to wpływa z kolei na średnią pojemność C_j, która jest włączona w szereg z trzema obwodami (rys. 5.62b) dostrojonymi do f, $2f$ i $3f$. Występuje więc silne wzajemne oddziaływanie wszystkich trzech obwodów na siebie. Przy nieprawidłowym zestrojeniu i obciążeniu pojawia się zjawisko histerezy podobne do opisanego w 5.1.4.3 (rys. 5.52a), a także mogą wystąpić pasożytnicze oscylacje szumowe, polegające na ciągłym przeskakiwaniu punktu pracy po histerezie. Przy zmianie mocy sterującej lub zmianie obciążenia zmienia się punkt pracy i poszczególne obwody stają się w różnym stopniu rozstrojone. Jest to między innymi przyczyną trudności powielania sygnałów AM i niemożliwości powielania sygnałów SSB.

Strojenie powielacza wymaga więc ustalenia najpierw warunków pracy. Strojenie przeprowadza się drogą kolejnych przybliżeń obserwując moc wyjściową na mierniku mocy, przed którym włączony jest odpowiedni filtr pasmowy (rozdz. 3.7). Po zestrojeniu sprawdza się czy w czasie kluczowania generatora sygnał powielony powstaje prawidłowo. Jeśli nie, ma opóźnienia lub skoki, to należy najczęściej nieco przestroić obwód jałowy. Po sprawdzeniu tego, sprawdza się wpływ nagrzewania powielacza na jego stabilną pracę. Często w czasie nagrzewania się moc wyjściowa maleje na skutek rozstrajania się obwodów. Wtedy to stosując nieznaczne dostrojenie uzyskuje się wzrost mocy wyjściowej. Mogą wystąpić stałe różnice między optymalnym zestrojeniem na zimno i na gorąco.

Dla uzyskania większego stopnia powielania, np. 144—432—1296 MHz można połączyć dwa potrajacze w szereg, lecz należy przyjąć, że wtedy trudności z zestrojeniem będą 9 razy większe niż prostego podwajacza. Spowodowane to jest silnym wzajemnym oddziaływaniem wszystkich stopni na punkty pracy diod i powstawaniem często podwójnej pętli histerezy. Układ taki nierzadko ulega nagłym samowzbudzeniom pasożytniczym, przejawiającym się w silnym szumie szerokopasmowym (BCI, TVI). Należy także zwrócić uwagę na możliwość przenikania sygnałów powielonych do urządzenia nadawczego sterującego powielacze. Jednym ze sposobów jest wprowadzanie między powielacze tłumików $3 \div 6$ dB.

Wszystkie potrajacze waraktorowe mają doprowadzone do wyjścia sygnały o częstotliwościach f, $2f$ i $3f$. Obowiązkowo należy więc stosować filtry pasmowe dla $3f$. Pierwszy filtr powinien być w obudowie, w której znajduje się potrajacz. Jego usytuowanie powinno być takie, by sprzężenie z obwodami f i $2f$ było jak najsłabsze. Po potrajaczu należy koniecznie zastosować dodatkowo jeden z filtrów pasmowych opisanych w rozdziale 3.7. Dopiero po takim filtrze dołącza się miernik mocy, przy pomocy którego zestraja się powielacz, względnie inne obciążenie lub antenę.

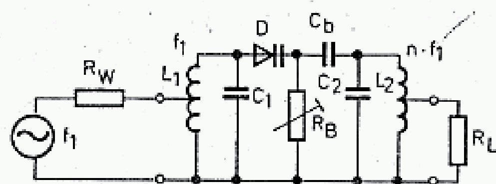
Jako waraktor może być wykorzystane złącze baza-kolektor tranzystora b.w.cz. odpowiedniej mocy, przy czym złącze baza-emiter może być uszkodzone. Nadają się do tego w szczególności tranzystory typu overlay, np. 2N3375, 2N3632. Ten ostatni, zastosowany w potrajaczu 144/432 MHz pozwala na doprowadzenie mocy 10 W. Tranzystor należy włączyć zamiast diody waraktorowej.



5.66. Powielacze waraktorowo-tranzystorowe [48]
a — układ równoległy, b — układ szeregowy

Parametryczne powielanie częstotliwości można uzyskać także w tranzystorze pracującym w układzie konwencjonalnym, przy czym częstotliwość wyjściowa $f_2 = n \cdot f_1$ może być większa od częstotliwości granicznej tranzystora f_T (rys. 5.66).

Układy z waraktorem równoległym stosuje się w przypadku, gdy generator i obciążenie mają małą rezystancję obciążenia (30 do 100 Ω). Gdy rezystancje te



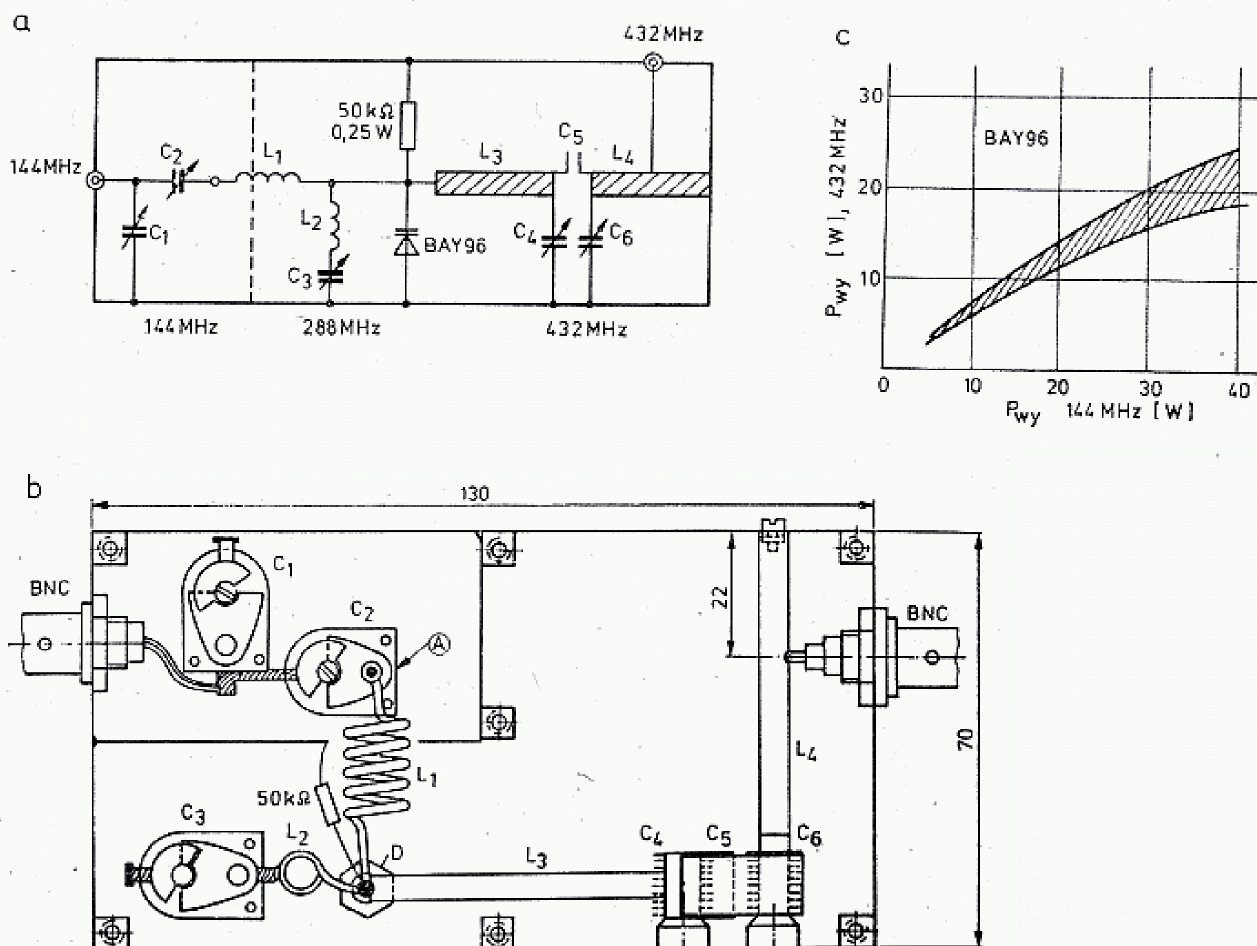
5.67. Powielacze waraktorowe w układzie szeregowym

są duże (kiloomy) stosuje się układ szeregowy (rys. 5.67) [39]. Widmo prądu płynącego przez waraktor w takich układach jest bogatsze w wyższe harmoniczne i sprawność powielacza wolniej maleje przy wzroście stopnia powielenia n, niż w układach równoległych. Układy te są jednak rzadziej stosowane, gdyż utrudniają skuteczne chłodzenie diody.

5.1.5.2 Przykłady powielaczy waraktorowych

Na rysunku 5.68 pokazano układ potrajacza waraktorowego pracującego na BAY96 prawdzonego przez autora. Zamknięty jest on w pudełku mosiężnym 130×70×30

posrebrzanym. Wewnętrzny ekran może być z białej blachy. Lepiej jednak wykonać go z blachy mosiężnej posrebrzanej. Całość zamykana jest pokrywą z blachy lub laminatu stroną miedzianą do wewnątrz i mocowana 7-wkrętami M3. Kondensatory C_1, C_2 i C_3, srebrzone, pochodzą z radiotelefonów typu MORS, wytrzymają one 1000 V napięcia stałego. Wartości cewek L_1 i L_2 nie są krytyczne, powinny mieć



5.68. Potrajacz 144/432 MHz wg SP6LB:

a — układ połączeń, b — rozmieszczenie części C_1, C_2, C_3 — 18 pF_{max}/1000 V; C_4, C_6 — 15 pF_{max}/500 V, C_5 — 1÷3 pF, L_1 — 120 nH, 5 zw. D_w = 8, CuAg 1,5; l = 14, L_2 — 50 nH, 2 zw. D_w = 8, CuAg 1, L_3, L_4 — l = 50 CuAg 6×1 na wysokości 12 mm od podstawy; D — BAY96, c — zależność mocy wyjściowej od wysterowania

jednak dużą dobroć. Linie paskowe L_3 i L_4 są wykonane z taśmy 6×1 srebrzonej i są mocowane na wysokości około 12 mm nad podstawą. Przekroje, odległość i długości nie są krytyczne.

Kondensatory C_4 i C_6, srebrzone frezowane produkcji NRD są przylutowane do podstawy i dodatkowo przyklejone epoksydem do ścianki. Kondensator C_5 złożony jest z dwóch płytek 10×12 z białej blachy, przylutowanych do statorów kondensatorów C_4 i C_6. Dochylając jedną okładkę dobiera się optymalną pojemność. Miejsce dołączenia wyjściowego gniazda BNC nie jest krytyczne i wynosi 22±3 mm.

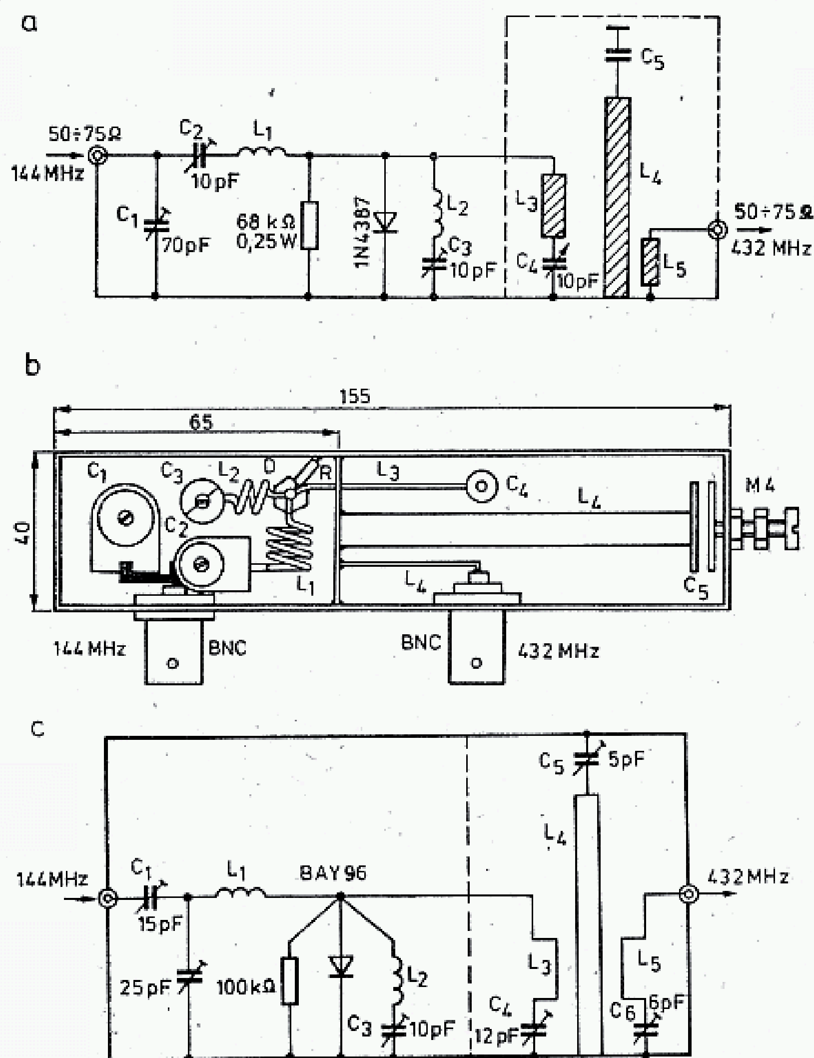
Strojenie rozpoczyna się dołączając generator 144 MHz o mocy około 10 W przez miernik WFS do wejścia potrajacza. Na wyjściu, po filtrze, np. wg rys. 3.55 lub 3.56, dołącza się miernik mocy. Obwód o częstotliwości 144 MHz dostraja się następnie za pomocą kondensatorów C_1 i C_2, tak by sonda diodowa zbliżona do punktu A wskazywała największą wartość napięcia w.cz. Z kolei dostraja się kondensatory C_4 i C_6 dla uzyskania wskazań miernika mocy i zostawia na maksimum

wychylenia. Następnie dostraja się obwód jałowy 288 MHz za pomocą kondensatora C_3.

Przy pewnej wartości pojemności C_3 następuje gwałtowne zwiększenie mocy wskazanej przez watomierz. Jeśli podłączy się watomierz bez filtru 432 MHz, to może się zdarzyć, że obwód L_3C_4 i L_4C_6 będzie zestrojony nieprawidłowo na 288 MHz lub 576 MHz. Stosowanie filtru temu zapobiega.

Po uzyskaniu opisanego stanu tak zmienia się jednocześnie C_1 i C_2, by miernik WFS na wejściu wskazał jak najmniejszą falę odbitą. Koryguje się następnie C_3, C_4 i C_6 na maksimum wskazań watomierza, a następnie dobiera się przez odchylanie blaszki optymalną pojemność C_5, tj. nie większą, niż tą, przy której watomierz wskaże największe wychylenie. W końcu zwiększa się moc sterującą do około 40 W, poprawia zestrojenie stopnia wyjściowego nadajnika oraz koryguje dostrojenie wszystkich obwodów w sposób opisany. Przy dobrym wykonaniu potrajacza można uzyskać 20÷25 W na częstotliwości 432 MHz, zależy to jednak od stratności elementów układu i egzemplarza diody.

Po regulacji należy sprawdzić pracę potrajacza na gorąco, a w szczególności czy nie występuje zjawisko histerezy oraz podwzbudzanie się w czasie kluczowania lub przy modulacji AM. Końcowe zestrojenie należy zrobić z nałożoną pokrywą przez specjalnie wykonane otwory. Należy stosować wkrętaki izolacyjne. W układzie tym C_2 i C_3 stroją się krytycznie, C_4, C_5 i C_6 dość krytycznie, zaś C_1 jest mało wrażliwy.

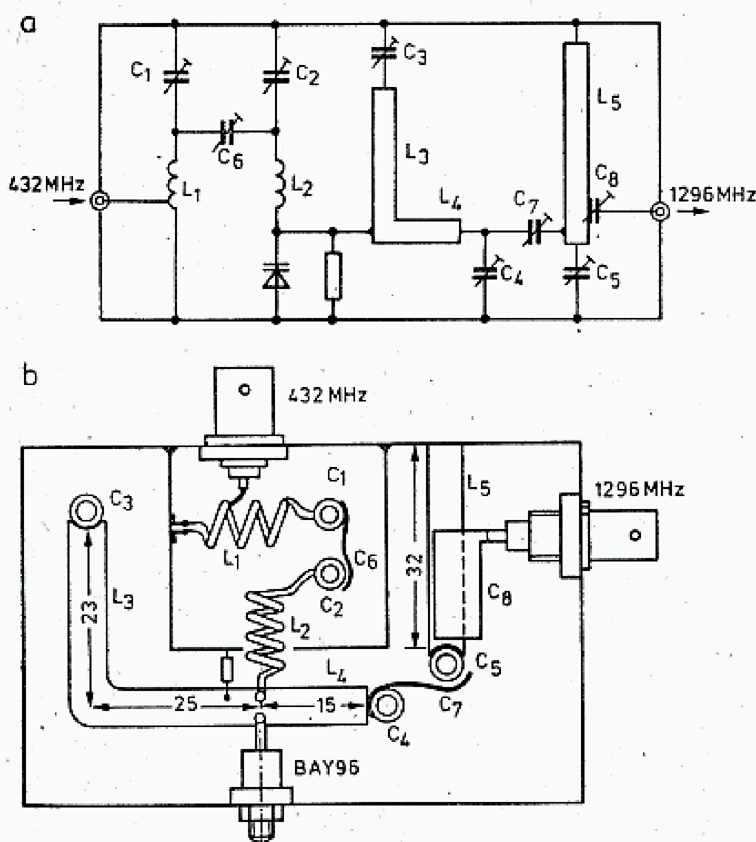


5.69. Układy potrajaczy 144/432 wg G3RPE
a — schemat układu,
b — rozmieszczenie części,
c — odmiana schematu

Na rysunku 5.69 podano przykład potrajacza z indukcyjnym sprzężeniem wyjścia. Filtry takie opisano w rozdziale 3.7.7. Sposób rozmieszczania elementów jest dość dowolny, istotne jest jednak zminimalizowanie wzajemnych sprzężeń indukcyjnych obwodów 144, 288 i 432 MHz. Potrajacze wykonano w pudełku o wymiarach 155×40×40 z blachy miedzianej o grubości 1,5 mm. Z wykresu na rys. 5.68c wynika, że przy doprowadzonej mocy 40 W moc strat wydzielonych w diodzie i obwodach wyniesie około 20 W, urządzenie wymaga więc dobrego chłodzenia. W układzie zastosowano dwa trymery ceramiczne C_1 i C_2. Przy mocach kilkunastu watów należy zastąpić je trymerami powietrznymi. Cewka L_1 ma indukcyjność 0,2 μH (3,5 zw. CuAg 1,5, $D_w = 12$) zaś $L_2 = 0{,}06$ μH (2 zw. CuAg 1,5, $D_w = 12$), linia L_3: CuAg 1,5 $l = 50$; indukcyjność L_4 jest rurką Ms 3,5 do 5 $l = 80$, C_5 tworzą dwa krążki o średnicy 25 mm Cu lub Ms.

Pokazany na rys. 5.69c potrajacz różni się od poprzedniego obwodem wejściowym. Układ jest zamknięty w typowym aluminiowym pudełku (odlew) 115×60×35 z dopasowaną przykrywką. Wewnętrzna przegroda wzdłuż pudełka wydziela część wejściową i filtr wyjściowy. Kondensatory C_1, C_2 i C_3 są trymerami powietrznymi, C_4, C_5 i C_6 — trymerami rurkowymi ceramicznymi. Dane cewki: L_1: 6 zw CuAg 1,3, $D_w = 4{,}5$, $l = 25$; L_2: 3 zw CuAg 1,8, $D_w = 4{,}5$ $l = 20$; L_3: CuAg 1,3 $l = 20+30$ mm zbliżone do L_4 na 1,5 mm; L_4: $d = 4{,}5$, $l = 100$; L_5:$l = 25$. Poza pokazanymi układami z dzielnikiem pojemnościowym C_1/C_2 na wejściu spotyka się układy sprzężone indukcyjnie. Są one trudniejsze w wykonaniu i strojeniu oraz wnoszą więcej strat.

Potrajacz z rys. 5.70, wzorowany na konstrukcji DK1PN, zbadany przez autora, umożliwia w określonych warunkach dołączenie do wyjścia potrajacza 144/432 z rys. 5.68 i uzyskanie mocy około 5 W na 1296 MHz. W potrajaczu może

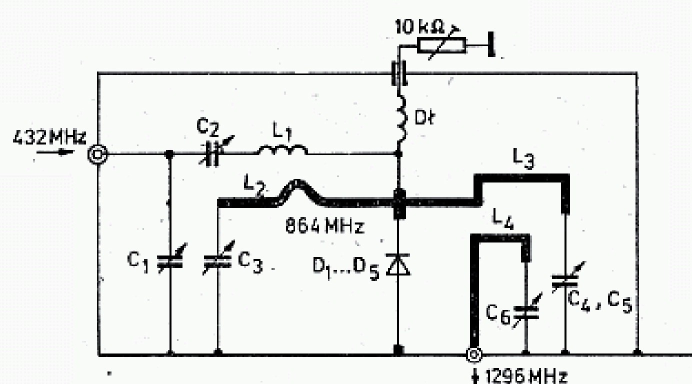


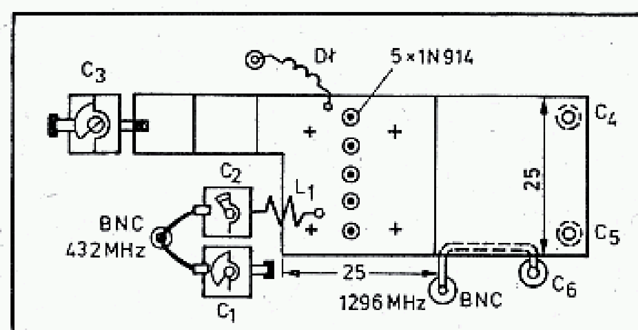
5.70. Potrajacz 432/1296 MHz
a — schemat układu, b — rozmieszczenie części

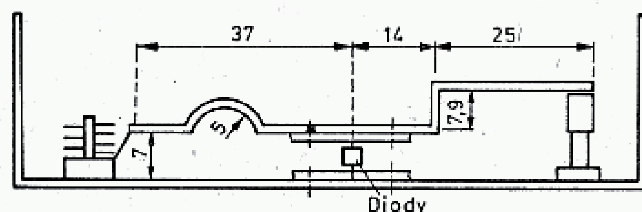
być stosowany waraktor BAY96 lub jego odpowiedniki. Waraktor BAY66 daje wyniki gorsze, gdyż ma mniejszą f_g. Potrajacz zbudowany jest w pudełku mosiężnym, które powinno być srebrzone. Wymiary pudełka wynoszą $88\times58\times22$. Ekran wewnętrzny jest z białej blachy. Obwód wejściowy 432 MHz wykonano w postaci filtru sprzężonego pojemnościowo przez C_6. Ma to na celu zmniejszenie oddziaływania obwodów 864 MHz i 1296 MHz na potrajacz 144/432 MHz i odwrotnie, a ponadto układ taki zmniejsza niebezpieczeństwo zestrojenia na niewłaściwych harmonicznych wydostających się z poprzedniego potrajacza. Dane cewek: L_1: CuAg 1,2,3 zw. $D_w = 7$ $l = 12+2\times3$ mm, odczep na 1 zw., L_2: CuAg 1,3,5 zw. $D_w = 7$, $l = 7$. L_3 i L_4 — MsAg 1×8 umieszczone w odległości 3 mm nad dnem pudełka. Wymiary i długości nie są krytyczne. Przy węższych paskach i bardziej uniesionych rośnie impedancja falowa linii i przy tej samej długości potrzebna jest mniejsza pojemność C_4 i C_5 (p. rozdz. 3.6).

Mniejsza impedancja jest korzystniejsza, gdyż większa część pola znajduje się pod linią i mniejsze jest pole rozproszone. Kondensatory $C_1 - C_5$ są trymerami rurkowymi o $C_{max} = 5$ pF.

Wyjście może być sprzężone galwanicznie przez dolutowanie złącza BNC do L_5 w odległości 155 mm od podstawy, lecz jest to układ mniej korzystny, gdyż nie pozwala na optymalizację sprzężenia, dlatego zastosowano sprzężenie pojemnościo-



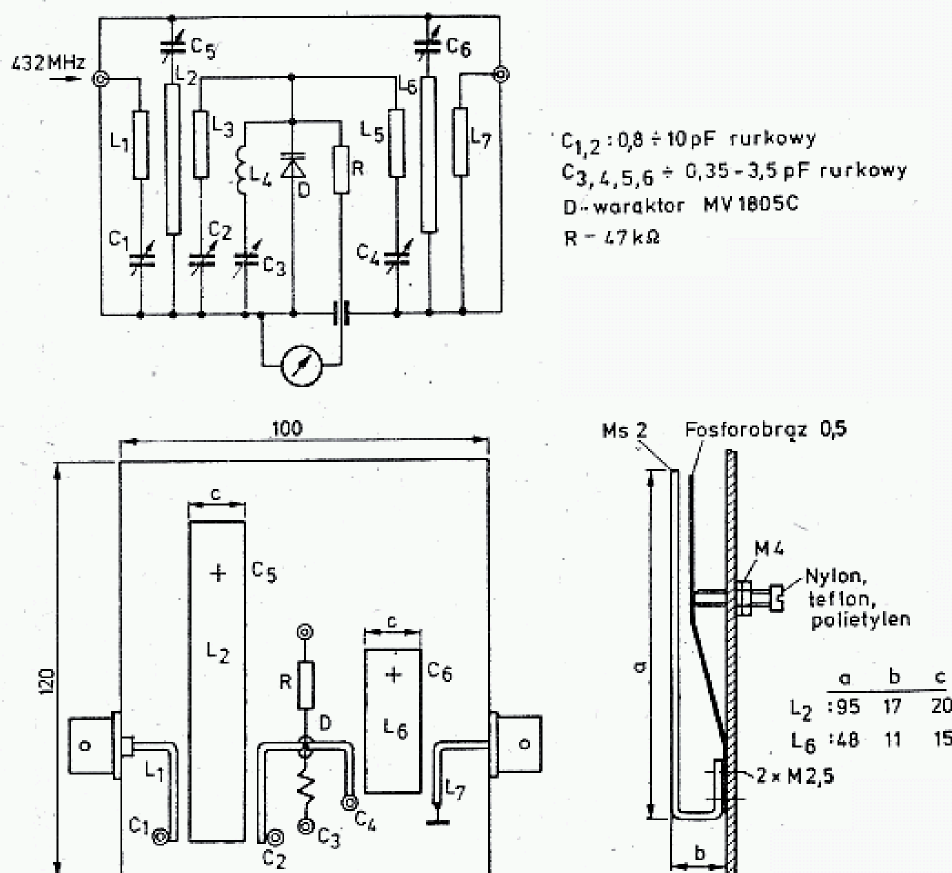




5.71. Potrajacz 432/1296 wg G8AZM

wo-indukcyjne z C_8 w postaci paska z folii miedzianej szerokiego 9 mm, zbliżonego do L_5 i C_5. Bardzo ważne jest strojenie kondensatorów C_2 i C_3, pozostałe, przy obciążeniu stroją się mniej krytycznie (małe Q_0).

Po zmontowaniu konkretnego układu nadawczego złożonego z Tx 144, potrajacza 144/432, kabla, potrajacza 432/1296 MHz, kabla i anteny, należy przeprowadzić korektę zestrojenia najpierw potrajacza 432/1296 MHz, a potem 144/432. Wynika to z transformującego działania kabli i złącz na tych częstotliwościach, gdyż wejścia i wyjścia układów nie są w warunkach amatorskich dokładnie dopa-



5.72. Potrajacz 432/1296 wg F8TD

sowane do jednolitej rezystancji odpowiadającej impedancji kabli i anteny (50 Ω lub 75 Ω). Poza tym impedancje kabli, a szczególnie wejścia anteny nie są dokładnie znane. Na tych częstotliwościach zmiana odcinka kabla lub dołączenie dodatkowo miernika WFS lub przełącznika N/O powoduje zmianę warunków dopasowania i wymaga korekty zestrojenia obu potrajaczy i nadajnika 144 MHz.

Potrajacz 432/1296 MHz wg G8AZM (opisano w Radio Communication 9/1972). Na rysunku 5.71 zamiast waraktora zastosowano tu diody przełącznikowe 1N914. Aby zwiększyć moc, łączy się równolegle 5 diod w specjalnym uchwycie poprawiającym ich chłodzenie. Ciepło z diod jest odprowadzane przez ich końcówki do dwóch płytek miedzianych 25×16×0,7. Po wywierceniu 5 otworów w płytce i po cynowaniu wlutowuje się diody zostawiając odstęp między diodą i płytką nie większy niż po 1 mm. Należy lutować bardzo gorącą kolbą w ciągu 2 s, by nie uszkodzić diod. Płytki przykręca się do podstawy pudełka i do linii L_2 wkrętami M 2,5 dbając o dobre przyleganie. Układ ten pozwala na sterowanie mocą 6 W przy 432 MHz i uzyskanie na wyjściu 2 W przy 1296 MHz. Chwilowo można dopro-

wadzić nawet 9 W. Po powielaczu należy koniecznie włączyć filtr, gdyż $4f$ = 1728 MHz jest słabsze tylko o 16 dB.

Na rysunku 5,72 pokazano potrajacz 432/1296 MHz (wg F8TD). Zastosowano tam oryginalny sposób strojenia obwodów L_2C_5 i L_6C_6, polegający na zbliżaniu do siebie, za pomocą śruby teflonowej, końców linii ćwierćfalowej nieco skróconej. Części składowe linii z mosiądzu lub fosforobrązu powinny być srebrzone. W przypadku trudności wykonania takich obwodów można stosować, z gorszym skutkiem, trymery rurkowe. Linie sprzęgające L_1, L_3, L_5 i L_7 są z drutu CuAg 1,5 o długości takiej, by można było je za pomocą kondensatorów doprowadzić do rezonansu szeregowego. Wymaga to umieszczenia waraktora MV1805c bezpośrednio przy wewnętrznym ekranie. Waraktor ten umożliwia uzyskanie 20 W dla częstotliwości 1296 MHz przy sterowaniu mocą 30 W na 432 MHz.

5.2 Synchronizacja generatorów

5.2.1 Wprowadzenie

Stabilność generatorów VCO przestrajanych w szerokim zakresie można zdecydowanie poprawić, jeśli będą one synchronizowane z wysokostabilnym XO, VXO lub VFO. Rozróżnia się generatory o synchronizacji bezpośredniej — GSB (ang.: *injection locked oscillator — ILO*) oraz z synchronizacją pośrednią za pomocą pętli fazowej — PF (ang.: *phase locked loop — PLL*) [3, 46]. GSB stosowane są w odbiornikach homodynowych, odbiornikach TV oraz w generatorach MKF na diodach Gunna.

Do zalet generatorów synchronizowanych PF, oznaczanych często skrótem PLL zalicza się:

— stosowanie VCO pracującego od razu na żądanej częstotliwości f_g, a więc nie obarczonego sygnałami ubocznymi powstającymi w procesie powielania i mieszania;
— stosowanie jednego wzorcowego XO dla pokrycia wielu pasm lub kanałów,
— możliwość cyfrowego nastawiania i przestrajania częstotliwości oraz jej zapamiętywania;
— znacznie mniejszy wpływ rodzaju obciążenia na częstotliwość f_g;
— możliwość zmniejszenia szumów fazowych VCO.

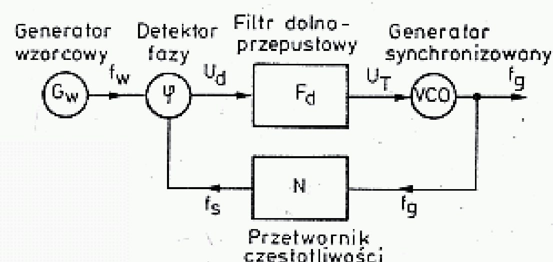
Do wad generatorów z PF zalicza się:

— znaczną komplikację układu, dużą liczbę elementów aktywnych, z czym związany jest duży pobór mocy, lecz przy stosowaniu nowoczesnych układów scalonych CMOS, specjalnie wykonywanych dla PF, układy stają się znacznie prostsze i pobierają znacznie mniejszą moc,
— większe szumy fazowe niż w XO i VXO z powielaniem,
— komplikacje z uzyskaniem synchronizacji przy znacznym zakresie przestrajania, możliwość rozsynchronizowania przez silne zakłócenia,
— przenikanie do innych obwodów sygnałów wytwarzanych w układach pomocniczych pętli fazowej (PF) drogą promieniowania i przez zasilanie.

Podstawowym członem generatora z PF jest oscylator VCO, którego sygnał o częstotliwości f_g wykorzystywany jest zgodnie z przeznaczeniem w torach nadaw-

czych i odbiorczych, często jako heterodyna. Część tego sygnału (f_g) jest przetwarzana na sygnał f_s, który następnie jest poddawany analizie przez porównanie z sygnałem wzorcowym f_w (rys. 5.73). Sposób przetwarzania f_g na f_s opisano dalej.

Porównywanie sygnałów f_s i f_w dokonywane jest w detektorze częstotliwości i fazy, nazywanym także komparatorem. W wyniku porównania, na wyjściu detektora otrzymuje się sygnał błędu u_d, zawierający informację o różnicy częstotliwości $\Delta f = f_w - f_s$ i fazy $\Delta\varphi = \varphi_w - \varphi_s$ oraz inne zbędne składowe. Sygnał błędu u_d po przejściu przez filtr dolnoprzepustowy F_d zawiera już tylko składową użyteczną w postaci napięcia U_T, które po doprowadzeniu do VCO koryguje jego częstotliwość. W większości układów w procesie synchronizacji następuje najpierw zrównanie częstotliwości ($\Delta f = 0$), a następnie ustabilizowanie fazy, czyli $\Delta\varphi$ = const. Jeśli faza nie jest ustabilizowana, to zwiększają się szumy fazowe VCO oraz pojawia się niestabilność częstotliwości, szczególnie duża w układach z N-krotnym podziałem częstotliwości w PF. Jeśli szybkość zmiany fazy wynosi $\Delta\varphi'$ stopni na sekundę, to odpowiada temu zmiana częstotliwości:



5.73. Uproszczony schemat generatora synchronizowanego pętlą fazową — GSPF

$$\Delta f_g = N \cdot \frac{\Delta\varphi'}{360^\circ} \tag{5.12}$$

Znaczenie szumów fazowych opisano w rozdziale 4.3, zaś w rozdziale 5.2.8 przeprowadzono analizę właściwości szumowych PF. Ogólnie można stwierdzić, że w generatorze z PF wysokiej jakości zmniejsza się poziom szumów VCO i jest zbliżony do poziomu szumów generatora wzorcowego XO, wymaga to jednak stosowania szerokopasmowego filtru F_d przy jednoczesnym bardzo dobrym odfiltrowaniu składowych zbędnych w sygnale błędu. Jest to zadanie dość trudne.

5.2.2 Synchronizacja pętlą fazową

Napięcie korygujące U_T działa na VCO zmieniając jego częstotliwość f_g tak, by w detektorze fazy utrzymywała się stała różnica fazy. Czułość regulacji, nazywaną także zyskiem VCO (ang.: *VCO-gain*) określa wzór:

$$K_g = \frac{2\pi\Delta f_g}{U_T} \text{ [rad/Vs]} \tag{5.13}$$

Określa ona na ile zmieni się częstotliwość generatora (Δf_g) pod wpływem zmiany napięcia U_T sterującego warikap. Ponieważ pojemność warikapu zależy nieliniowo od napięcia polaryzacji (rys. 5.61c), to czułość regulacji jest większa w dolnej części pasma (większe C_j) niż w górnej. Na przykład VCO o zakresie 5,0 do 5,5 MHz zmienia czułość od $1{,}257 \cdot 10^6$ rad/Vs do $0{,}0273 \cdot 10^6$ rad/Vs.

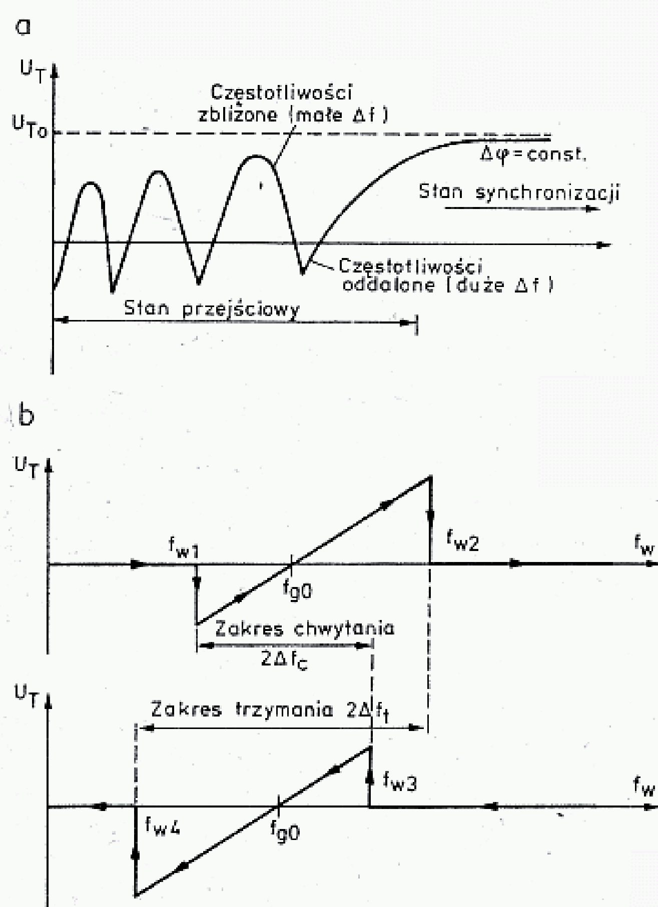
Częstotliwość VCO określa zależność:

$$f_g = f_{g0} + \frac{K_g}{2\pi} \cdot U_T \tag{5.14}$$

gdzie: f_{g0} — częstotliwość VCO przy zerowym napięciu sterującym, tj. $U_T = 0$ V (ang.: *free run frequency*).

Napięcie U_T w czasie procesu synchronizacji może przyjmować wartości dodatnie, zero i ujemne. Częstotliwość zerową f_{g0} należy dobrać tak, by zmiany pojemności waraktora wywoływały zmiany częstotliwości f_g w żądanym zakresie, oraz by związane z tym zmiany napięcia U_T mieściły się w zakresie możliwości zmiany napięcia błędu u_d przez detektor fazy. Zazwyczaj f_{g0} wypada bliżej większych częstotliwości pasma.

Jeśli w pewnym momencie generator z PF nie znajduje się w stanie synchronizacji, tj. $f_s \neq f_w$, to na wyjściu detektora częstotliwości/fazy pojawia się napięcie u_d zawierające składową stałą i zmienną o częstotliwościach $f_s - f_w$ oraz $f_s + f_w$, a jeśli detektor nie jest w pełni zrównoważony, pojawią się także sygnały o częstotliwościach f_s i f_w. Zadaniem filtru jest przepuszczenie tylko składowej stałej i wolnozmiennej różnicowej $|f_s - f_w|$, zaś pozostałe składowe muszą być odcięte, gdyż utrud-



5.74 a — Przebieg napięcia na wyjściu filtru w pętli osiągającej stan synchronizacji, b — Charakterystyka pętli fazowej jako detektora częstotliwości przy wzroście i przy zmniejszaniu częstotliwości

nią proces synchronizacji, a po synchronizacji wywołują znaczne szumy fazowe VCO. Częstotliwość graniczna filtru f_β powinna być tak dobrana, by filtr przepuszczał sygnał różnicowy nawet przy znacznej różnicy częstotliwości, a nie przepuszczał żadnego z sygnałów niepożądanych. Przebieg procesu synchronizacji pokazano na rys. 5.74a. Im mniejsza jest częstotliwość f_β, tym wolniej przebiega proces synchronizacji i może rozpocząć się dopiero, gdy $|f_s - f_w| < f_\beta$.

Proces synchronizacji kończy się z chwilą, gdy ustali się napięcie U_{T0}, takie, przy którym $f_s = f_w$, a różnica faz będzie stała ($\Delta\varphi$ = const). Przebieg procesu synchronizacji zależy od rodzaju filtru i detektora fazy. Aby się on rozpoczął różnica częstotliwości między f_{s0} i f_w musi być dostatecznie mała (rys. 5.74b). Uzyskuje się to przestrajając dodatkowym generatorem pomocniczym albo VCO, czyli f_s albo f_w. Z chwilą, gdy np. f_w osiągnie wartość f_{w1} nastąpi moment synchronizacji. Stan synchronizacji utrzyma się przy przestrajaniu generatora wzorcowego aż do f_{w2}. Będzie on pociągał za sobą odpowiednie zmiany VCO do $f_{g\,max}$. Dalsze zmiany f_w powodują zerwanie synchronizacji. Po zmianie kierunku zmian f_w synchronizacja ponownie chwyci przy mniejszej częstotliwości f_{w3} i będzie trwać aż do f_{w4}. Różnica częstotliwości $f_{w3}-f_{w1} = 2\Delta f_c$ określa zakres chwytania (ang.: *capture range, pull in range*), zaś $f_{w2}-f_{w1} = 2\Delta f_t$ określa zakres trwania (trzymania) (ang.: *lock range, tracing range*). Nachylenie charakterystyki pokazanej na rys. 5.74b zależy od czułości regulacji VCO i wynosi $1/K_g$. Im większa jest czułość, tym większy uzyskuje się zakres chwytania i trzymania. Zakresy te mogą się pokrywać lub być różne. Zależy to od właściwości PF, a w szczególności od transmitancji filtru dolnoprzepustowego F_d (liczby biegunów) [3, 46]. Gdy między przebiegami f_w i f_s występuje różnica częstotliwości, to różnica fazy $\Delta\varphi$ będzie zmieniać się okresowo z częstotliwością (modulacja) $f_m = |f_w - f_s|$ i na wyjściu detektora fazy na składową stałą napięcia błędu nałoży się składowa zmienna o częstotliwości f_m malejącej w czasie postępującego procesu synchronizacji (rys. 5.74a). Opisuje to równanie (uproszczone) chwilowej wartości napięcia błędu:

$$u_d = K_i U_s U_w \sin 2\pi(f_w - f_s)t + K_i U_s U_w \sin 2\pi(f_w + f_g)t \tag{5.15a}$$

gdzie: K_i jest stałą układu mnożącego, a U_s i U_w amplitudy obu przebiegów sinusoidalnych.

Gdy częstotliwości zrównają się ($f_s = f_w$), to pracuje detektor fazy, którego napięcie wyjściowe (wartość chwilowa) wynosi:

$$u_d = K_i U_s U_w \sin(\varphi_w - \varphi_s) + K_i U_s U_w \sin(4\pi f_w t + \varphi_s + \varphi_w) \tag{5.15b}$$

Filtr dolnoprzepustowy nie przepuszcza składowej f_w i wyższych w sygnale błędu po filtrze, w założeniu, że filtr nie tłumi składowej stałej, występuje tylko składowa stała U_T:

$$U_T = K_i U_w U_s \sin\Delta\varphi = K_d \sin\Delta\varphi \tag{5.15c}$$

gdzie

$$K_d = K_1 U_w U_s = \frac{U_T}{\sin\Delta\varphi} \tag{5.16a}$$

jest czułością detektora fazy przy zerowym błędzie fazy. Ponieważ dla małych kątów $\sin\varphi \cong \varphi$ [rad], to dla małych różnic fazy można zapisać:

$$K_d = \frac{U_T}{\Delta\varphi} \tag{5.16b}$$

Filtr F_d może być wykonany jako bierny lub aktywny. Przypisuje się mu wzmocnienie K_F zależne od częstotliwości f_n, o czym będzie mowa dalej.

Dzielnik częstotliwości, występujący w pętli fazowej na rys. 5.73 o podziale N opisuje się wzmocnieniem $K_N = 1/N$. Iloczyn wymienionych wzmocnień i czułości daje wzmocnienie pętli fazowej:

$$K = K_g K_d K_F K_N \tag{5.17}$$

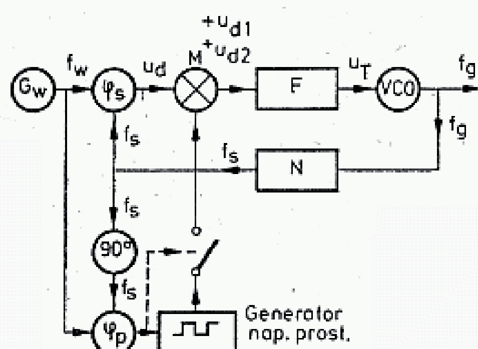
W szczególnym przypadku, gdy nie ma dzielnika ($K_N = 1$), a ponadto gdy filtr przenosi składową stałą i wolnozmienną bez tłumienia to $K_F = 1$ i wzmocnienie pętli opisuje się wzorem $K = K_g K_d$.

Detektor fazy, opisany równaniem 5.15b ma charakterystykę sinusoidalną (wzór 5.16a). W dalszej części opisano także detektory fazy z charakterystyką liniową, dla których wzór (5.16b) jest słuszny dla każdej wartości kąta.

Zakres trzymania $2\Delta f_t$ pętli fazowej z detektorem o charakterystyce sinusoidalnej nie zależy od typu zastosowanego w PF filtru:

$$\Delta f_t = \frac{K}{2\pi} \tag{5.18}$$

W generatorze z PF z prostym filtrem RC zakres chwytania pokrywa się z zakresem trzymania. Przy filtrach złożonych zakres chwytania jest mniejszy od zakresu trzymania, lecz filtry takie mają szersze pasmo przenoszenia, a tym samym



5.75. Schemat blokowy układu o poszerzonym zakresie chwytania z dodatkowym generatorem napięcia podsynchronizującego

lepiej ograniczają szumy fazowe VCO. Z tych powodów w nowoczesnych GSPF stosuje się poszerzenie zakresu chwytania przez wprowadzenie drugiego, czasowo dołączanego, pomocniczego detektora fazy o szerokim zakresie chwytania [47].

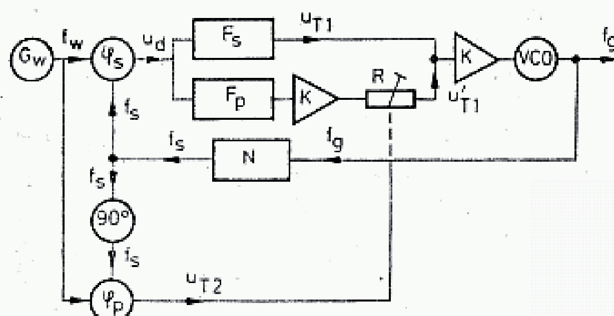
Na rysunku 5.75 do generatora PF wprowadzono dodatkowo mieszacz, który w układzie PF dołącza generator napięcia przeszukującego. W stanie podsynchronicznym generator ten przestraja VCO do takiej częstotliwości, aż wystąpi „chwycenie" PF, po czym generator ten jest automatycznie odłączany, a w starszych układach odłączany jest ręcznie.

Do samoczynnego odłączenia generatora przeszukującego służy kwadraturowy detektor fazy φ_p, do którego doprowadzony jest sygnał z przesunięciem fazy o 90°. W stanie zsynchronizowania PF na wyjściu detektora głównego φ_s napięcie błędu jest małe, natomiast na wyjściu detektora kwadraturowego φ_p uzyskuje ono wartość największą i może być wykorzystywane do samoczynnego odłączenia generatora pomocniczego.

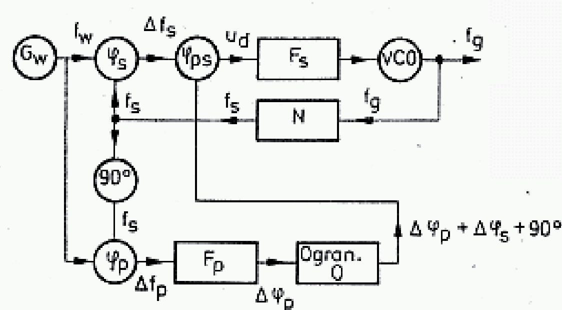
Na rysunku 5.76 pokazano schemat układu z dwoma filtrami: F_p — filtrem szerokopasmowym o małej stałej czasowej i dużym zakresie chwytania i F_s — filtrem wąskopasmowym o dużej stałej czasowej, lecz znacznie ograniczającym szumy

fazowe wywołane przenikaniem sygnałów f_w do VCO. Przy braku synchronizacji pracuje filtr szerokopasmowy F_p, który pozwala na szybkie osiągnięcie stanu synchronizacji. Po osiągnięciu tego stanu filtr F_p zostaje odłączony, a pracuje tylko filtr F_s. W układzie tym występują także dwa detektory, główny φ_s i kwadraturowy φ_p. Napięcie na wyjściu detektora kwadraturowego odpowiednio zmienia rezystancję R (tranzystor), tak, by przy braku synchronizacji była ona minimalna i wtedy pracuje tylko filtr F_p, a w stanie zsynchronizowanym jest ona maksymalna i wtedy pracuje tylko filtr F_s.

Nieco podobne rozwiązanie podano na rys. 5.77. Są tam równolegle połączone detektory: częstotliwości i fazy. Przy różnicy częstotliwości pracuje detektor częstotliwości, a gdy te się zrównają, pracuje detektor fazy φ_{ps} sterowany przez dwa



5.76. Schemat blokowy układu z dwoma filtrami



5.77. Schemat blokowy pętli częstotliwościowo-fazowej

detektory częstotliwości φ_s i φ_p. Przy różnicy częstotliwości Δf_p na wyjściach detektorów φ_s i φ_p pojawiają się dwie składowe wolno zmienne f_{ms} i f_{mp} wzajemnie przesunięte o 90°. Składowa f_{mp} przechodzi przez specjalny filtr F_p, dający dodatkowe przesunięcie fazy $\Delta\varphi_{fp}$ zależne od częstotliwości f_{mp}.

Detektor fazy φ_{ps} porównuje fazę $\Delta\varphi_s$ i $\Delta\varphi_s+90°+\Delta\varphi_{fp}$ oraz wytwarza napięcie błędu u_d, zależne od przesunięcia fazy $\Delta\varphi_{fp}$, a więc od f_{mp}, czyli od Δf. Po uzyskaniu zgodności częstotliwości $\Delta f = 0$ pracuje tylko pętla złożona z szeregowo połączonych układów φ_s, φ_{ps}, F_s i VCO. Obecnie produkowane układy scalone, np. MC4044 zawierają w jednej kostce obwody φ_s, φ_{sp}, φ_p i F_p oraz inne układy pomocnicze. Opisane systemy noszą nazwę synchronizacji częstotliwościowo-fazowej (ang.: *frequency and phase lock-FPLL*).

5.2.3 Detektory częstotliwości i fazy

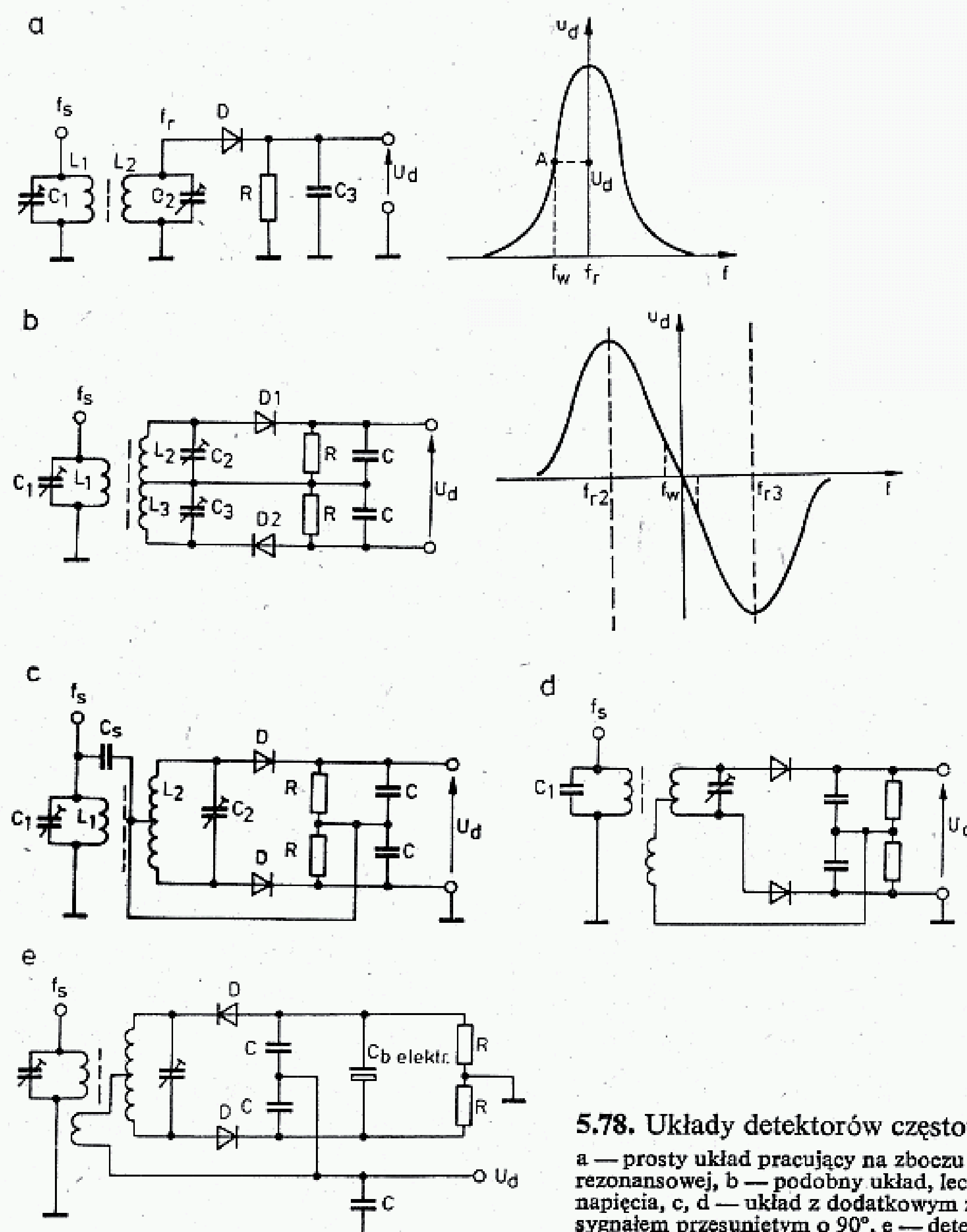
Dalej opisano detektory częstotliwości mające zastosowanie w detektorach FM oraz syntezerach jako układy wstępnej synchronizacji, a także detektory fazy (komparatory) stanowiące podstawowe ogniwo GSPF. Detektory częstotliwości realizowane są jako układy mnożące lub próbkująco-całkujące (ang.: *sample-hold*), zaś detektory fazy jako układy mnożące. Ponadto detektory częstotliwości mogą porównywać częstotliwość sygnału badanego f_s z częstotliwością sygnału wzorcowego lub częstotliwość sygnału badanego f_s odnosić do częstotliwości rezonansowej f_w biernego obwodu LC.

Pełne opisy matematyczne układów mnożących znajdują się w literaturze [3, 5, 48], lecz dla dalszej analizy wystarczy posłużyć się wzorem (5.15). Wartość chwilowa napięcia wyjściowego z detektora zależy od amplitud sygnałów U_w i U_s oraz od różnicy fazy $\Delta\varphi$, względnie od częstotliwości Δf.

Celem uniezależnienia się od amplitudy obu sygnałów często w układach GSPF stosuje się ograniczniki napięć zbliżające sygnały U_w i U_s do kształtu prostokątnego o stałej amplitudzie. Ułatwia to pracę GSPF, a także analizę matematyczną procesu porównywania obu sygnałów. Przy założeniu stałych amplitud sygnałów, napięcia wyjściowe detektora (napięcie błędu) w zależności od jego budowy i sposobu zasilania, może spełniać jedną z następujących funkcji: $u_d = f(\Delta f)$, $u_d = f(f_s)$, $u_d = f(\sin\Delta\varphi)$ oraz $u_d = f(\Delta\varphi)$.

5.2.3.1 Detektory częstotliwości z obwodem odniesienia

Na rysunku 5.78a pokazano najprostszy detektor FM, w którym korzysta się z właściwości obwodu LC nastrojonego na częstotliwość f_w. Początkowy punkt pracy A



5.78. Układy detektorów częstotliwości

a — prosty układ pracujący na zboczu krzywej rezonansowej, b — podobny układ, lecz z podwajaniem napięcia, c, d — układ z dodatkowym zasilaniem diod sygnałem przesuniętym o 90°, e — detektor stosunkowy

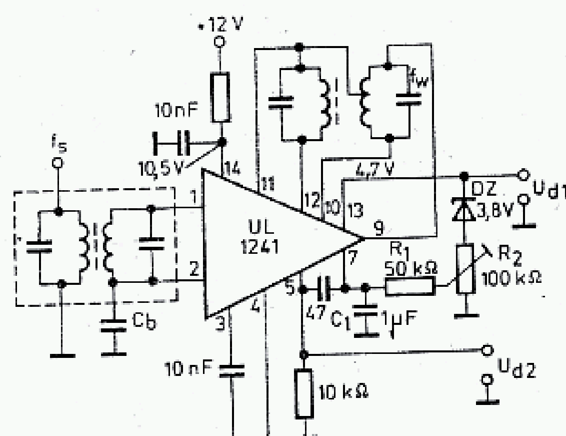
ustawia się na zboczu charakterystyki uzyskując określoną wartość napięcia u_d. Przy zmianie częstotliwości f_s napięcie u_d będzie się także zmieniało w takt modulacji FM, zmiany te są jednak w dużym stopniu nieproporcjonalne, układ ma małą czułość K_d i jest bardzo wrażliwy na modulację amplitudy sygnału. Obecnie tego rodzaju detektorów się nie stosuje.

Układ pokazany na rys. 5.78b ma dwa obwody o przesuniętych częstotliwościach rezonansowych f_{r2} i f_{r3}, a jego charakterystyka przypomina literę S. Układ ten jest mało czuły w pobliżu częstotliwości f_w, gdyż diody otrzymują tam bardzo małe napięcie. Przy próbach synchronizacji takim detektorem może wystąpić zjawisko histerezy. Wadę tę można wyeliminować zasilając diody dodatkowym sygnałem przesuniętym w fazie o 90°, jak to pokazano na rys. 5.78c i d. Układy te dają dwukrotnie większe napięcie u_d.

Opisane detektory, dla poprawnej pracy, powinny być poprzedzone ogranicznikiem amplitudy.

Właściwości samoograniczające ma kolejny układ pokazany na rys. 5.78e. Jest to detektor reagujący na stosunek dwóch napięć, których amplitudy zależą od różnicy częstotliwości f_s sygnału i f_w obwodu LC.

Detektor stosunkowy jest mało wrażliwy na wahania amplitudy U_s (szumy, resztki modulacji AM). Współczesną wersję takiego detektora pokazano na rys. 5.79. Zastosowano tam układ scalony UL1241N. Napięcie błędu u_{d1} może być



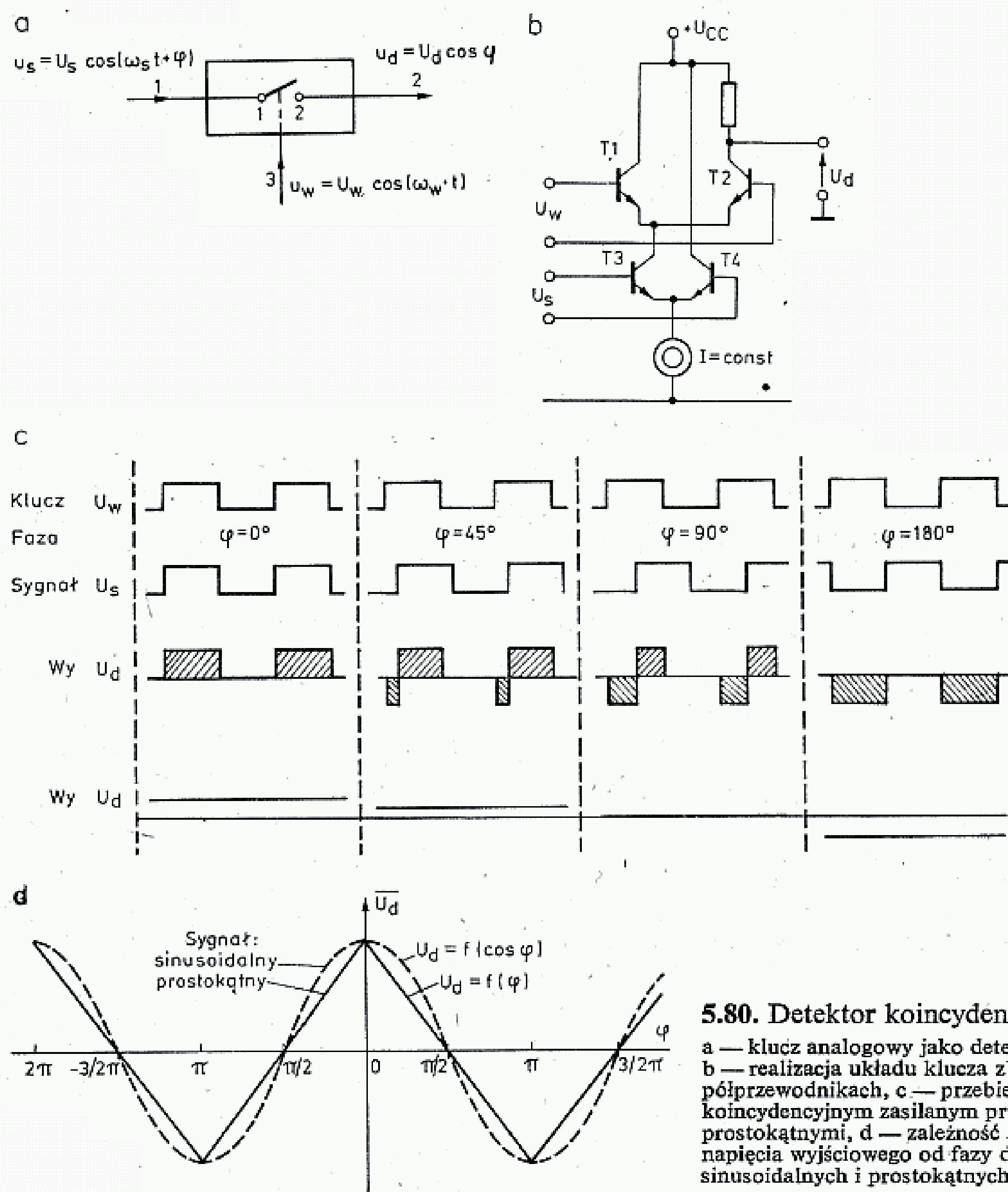
5.79. Detektor częstotliwości zbudowany na układzie scalonym

wzmacniane wewnętrznym układem Darlingtona pracującym na trzech wolnych tranzystorach znajdujących się w układzie scalonym. Rezystancja R_z umożliwia dobranie punktu pracy tranzystorów i napięcia u_{d0} odpowiadającego stanowi $f_s = f_w$, zaś układ R_1C_1 stanowi filtr dolnoprzepustowy. Detektory FM tego typu są obecnie wypierane przez prostsze i o lepszej charakterystyce detektory kwadraturowe (koincydencyjne).

5.2.3.2 Detektory koincydencyjne

Detektory koincydencyjne, realizowane są w wersji analogowej i cyfrowej, najczęściej z zastosowaniem układów scalonych. Zasadę działania detektora koincydencyjnego objaśnia rys. 5.80. Klucz elektroniczny sterowany napięciem odniesienia u_w zamyka i otwiera drogę dla sygnału u_s z częstotliwością odniesienia f_w. Jeśli zamknięcie styków 1—2 następuje z chwilą rozpoczęcia się dodatniej połówki sygnału

u_s, czyli gdy $\Delta\varphi = 0$, a otwarcie z chwilą jej zakończenia, to do wyjścia 2 dostanie się cała połówka dodatnia sygnału u_s. Jeśli zamknięcie/otwarcie styków 1—2 wystąpi w innych momentach, to poza częścią połówki dodatniej do wyjścia 2 dostanie się uzupełniająca część połówki ujemnej. Wypadkowa wartość średnia będzie więc mniejsza. Gdy przełączanie będzie następować w czasie połowy dodatniej połówki ($\varphi = 90°$), to wartość średnia $\bar{u}_d = 0$. Przy dalszym przesunięciu fazy wartość



5.80. Detektor koincydencyjny
a — klucz analogowy jako detektor fazy, b — realizacja układu klucza zbudowanego na półprzewodnikach, c — przebiegi w detektorze koincydencyjnym zasilanym przebiegami prostokątnymi, d — zależność średniego napięcia wyjściowego od fazy dla sygnałów sinusoidalnych i prostokątnych

średnia $\bar{u}_d$ zmieni znak na ujemny, a przy $\varphi = 180°$ wystąpi u_d o maksymalnej wartości ujemnej. Łatwo można spostrzec, że gdy $f_s \neq f_w$, to na wyjściu pojawi się pulsacja $f_m = f_s - f_w$. Detektor koincydencyjny jest więc jednocześnie detektorem częstotliwości i fazy.

W detektorze koincydencyjnym na uwagę zasługuje przypadek, gdy przesunięcie fazy $\varphi = 90°$, gdyż wtedy $u_d = 0$ V. Odpowiada to prostopadłemu położeniu obu wektorów i dlatego układ ten nosi nazwę detektora kwadraturowego. Na rysunku 5.80b pokazano wewnętrzną strukturę klucza — jest to wzmacniacz różnicowy. Napięcie u_s może być sinusoidalne lub, po ograniczniku, prawie prosto-

kątne. Na rysunku 5.80c pokazano pracę detektora zasilanego napięciem prostokątnym dla różnych przesunięć fazowych, a na rys. 5.80d zależność napięcia wyjściowego u_d od przesunięcia fazy φ dla przebiegów u_s sinusoidalnych i prostokątnych. Przy sygnale sinusoidalnym napięcie wyjściowe detektora określane jest zależnością:

$$u_d = \frac{U_s}{2}\cos\varphi \tag{5.19a}$$

zaś przy sygnale prostokątnym:

$$u_d = \frac{U_s}{2}\cdot\frac{90° - |\varphi|}{90°} \tag{5.19b}$$

Wynika z tego, że przy przebiegach prostokątnych uzyskuje się liniową zależność napięcia błędu od fazy. Istotną cechą detektora koincydencyjnego jest to, że gdy f_s jest nieparzystą harmoniczną f_w, tj. $f_s = (2n+1)\, f_w$, to także wystąpi podobna zależność u_d od φ, lecz czułość będzie mniejsza:

$$K_d = \frac{U_s}{(2n+1)\pi} \tag{5.20}$$

Pozwala to na synchronizację w PF także przebiegów n-tej harmonicznej. Układ z rys. 5.80a i b ma tę wadę, że zbyt duża część napięcia u_s dostaje się do wyjścia. Z tych powodów obecnie stosuje się prawie wyłącznie układy detektorów podwójnie zrównoważonych i to jako układy scalone. Tego rodzaju układy scalone mają wewnątrz wbudowane wzmacniacze ograniczające sygnał u_s. Wśród nich najbardziej znane są: MC 1496, MC 1596, TBA 120, A220D, SO41P, MAA661 oraz UL 1042.

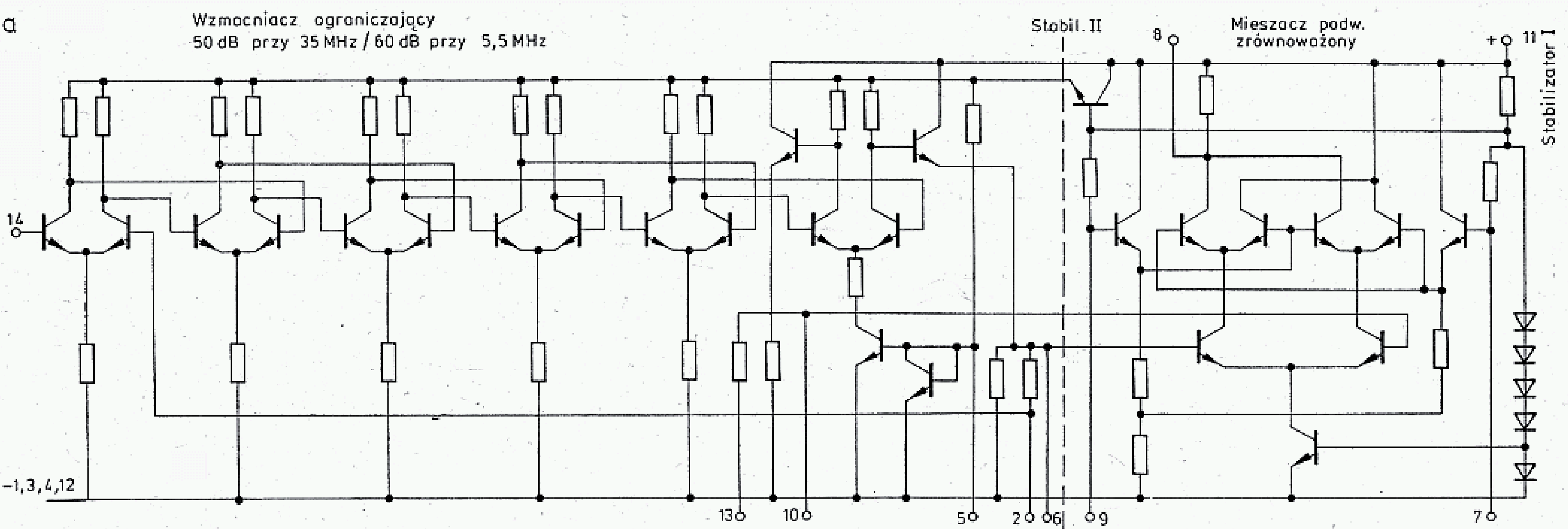
Na rysunku 5.81 pokazano mieszacz podwójnie zrównoważony typu TBA 120. Układ ten można wykorzystać na dwa sposoby: jako detektor różnicy fazy dwóch napięć u_w i u_s lub jako detektor różnicy częstotliwości f_s odniesionej do stałej częstotliwości rezonansowej f_w obwodu LC.

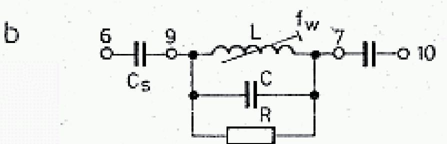
W pierwszym przypadku napięcie u_s jest podawane na zaciski *6* i *10*, a przy dodatkowym wykorzystaniu wzmacniacza ograniczającego, na zaciski *1* i *14*, zaś napięcie u_w na zaciski *7* i *9*.

W drugim przypadku do zacisków *7*—*9* dołącza się obwód LC dostrojony do częstotliwości f_w i sprzęga go pojemnościowo z sygnałem u_s kondensatorami C_s = 33 pF przy 10,7 MHz. Układy TBA 120s, A220D, UL1242N, SO41p i MAA661 dodatkowego sprzężenia nie potrzebują. Chcąc rozszerzyć zakres zmiany częstotliwości Δf należy zmniejszyć dobroć obwodu LC bocznikując go rezystorem R. Zmniejsza to czułość detektora, lecz zwiększa zakres chwytania Δf_c.

W przypadku zastąpienia obwodu LC rezonatorem kwarcowym otrzyma się właściwości układu odwrotne: dużą czułość, małe pasmo. Większość układów scalonych z mieszaczami zrównoważonymi ma częstotliwość graniczną wynoszącą około 35 MHz (UL 1042 do 200 MHz).

Przy większych częstotliwościach, aż do kilku GHz, jako detektory fazy stosuje się zrównoważone mieszacze diodowe.

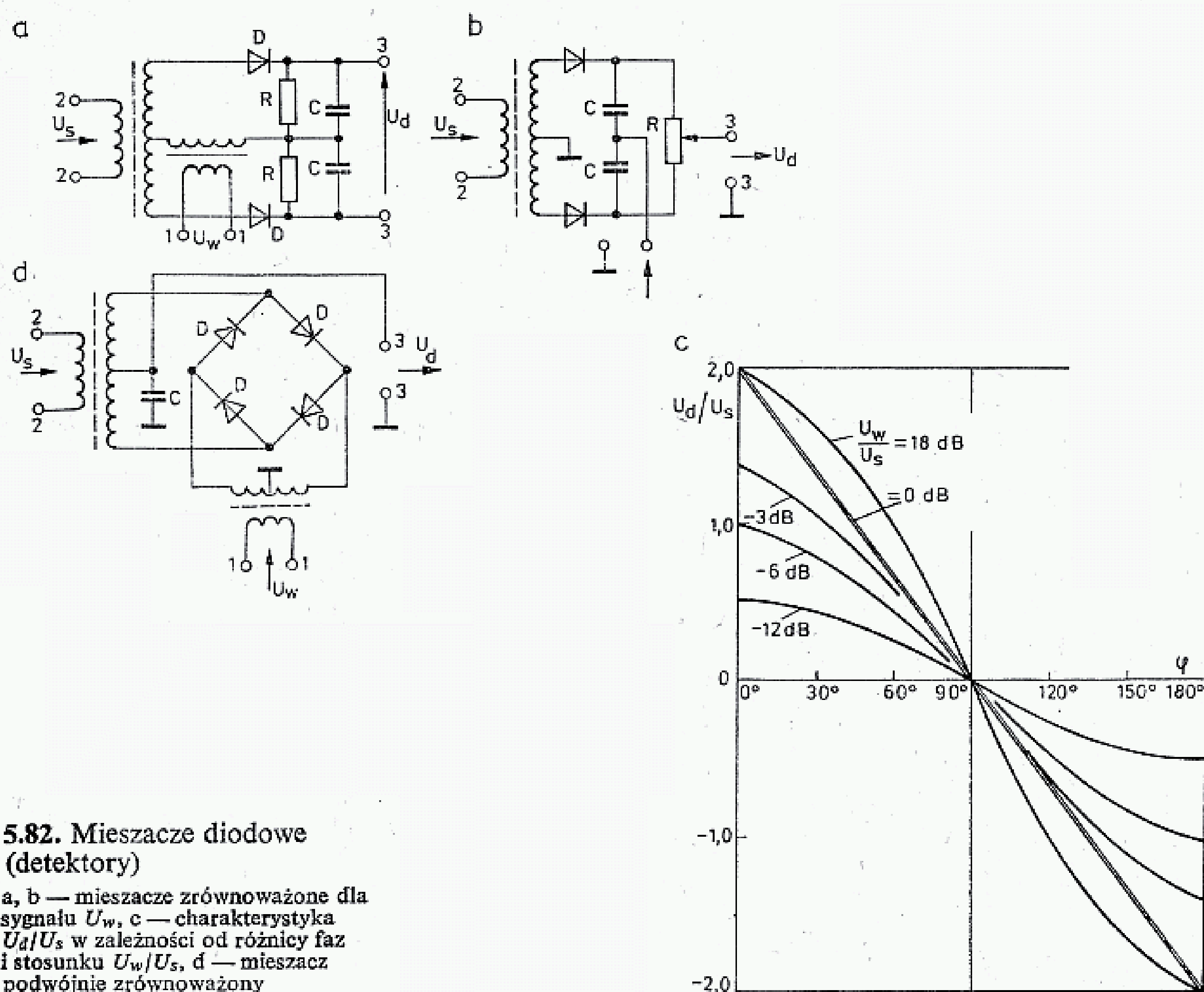




5.81. Układ scalony TBA 120

a — schemat ideowy, b — sposób dołączenia obwodu o częstotliwości f_w

Na rysunku 5.82a pokazano podstawową wersję mieszacza zrównoważonego. Napięcie sygnału wzorcowego U_w kluczuje, tj. przełącza diody *D1* i *D2*, do których doprowadzone jest także napięcie U_s. Na wyjściu otrzymuje się sygnał



5.82. Mieszacze diodowe (detektory)

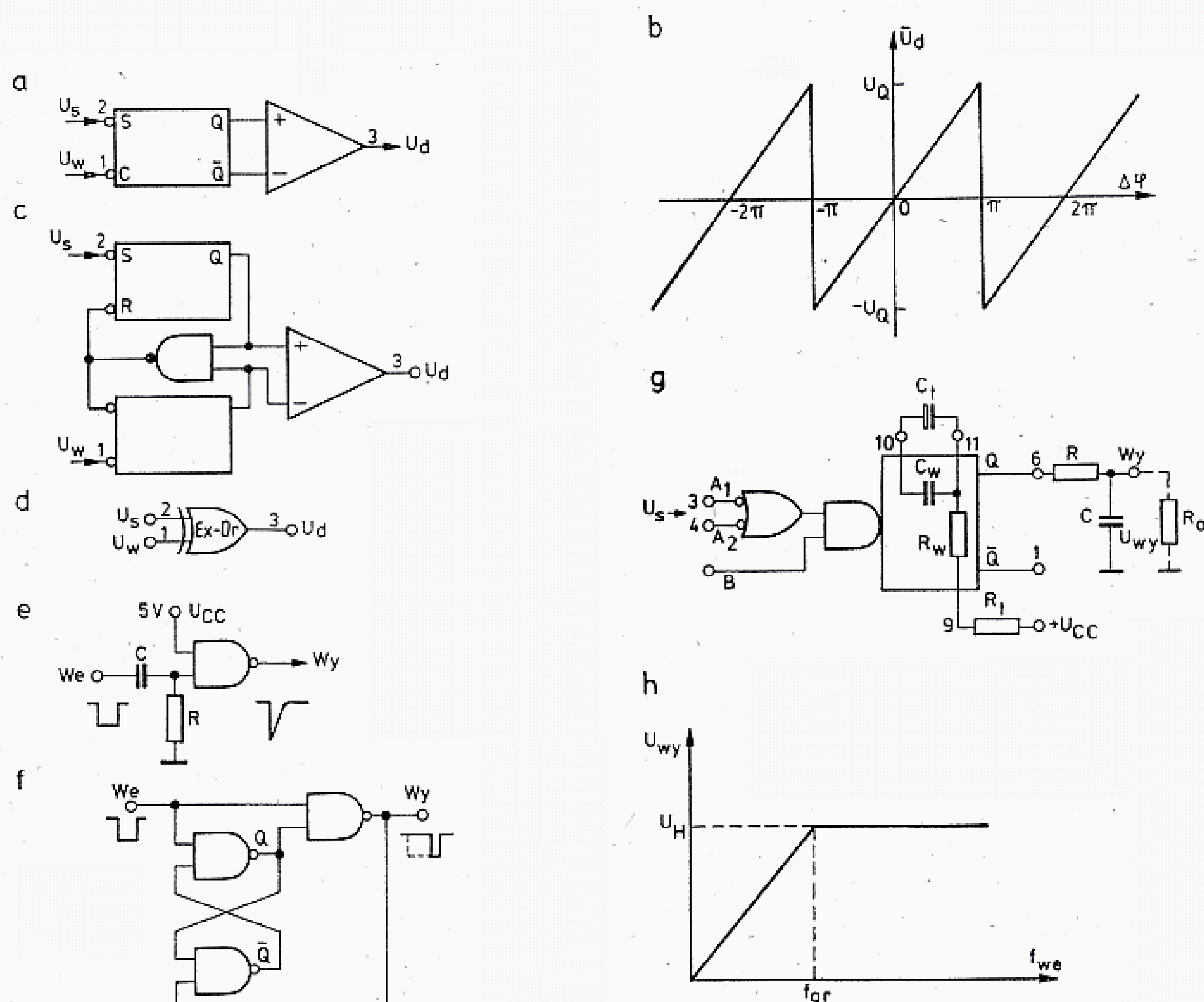
a, b — mieszacze zrównoważone dla sygnału U_w, c — charakterystyka U_d/U_s w zależności od różnicy faz i stosunku U_w/U_s, d — mieszacz podwójnie zrównoważony

zdudnienia $f_m = f_w - f_s$. W przypadku równości częstotliwości napięcie błędu u_d jest uzależnione od różnicy fazy $\Delta\varphi$. Jeśli sygnały są prostokątne, to otrzymuje się charakterystykę opisaną wzorem (5.19b) i pokazaną na rys. 5.80c). Jeśli napięcie U_w jest mniejsze od U_s, to czułość detektora K_d maleje. Na przykład dla $U_w/U_s = -6$ dB czułość maleje dwukrotnie. Gdy $U_w > U_s$, to czułość zwiększa się nieznacznie.

Największa czułość występuje dla $\Delta\varphi = 90°$ (rys. 5.82c). Zgodnie ze wzorem (5.19) czułość zależy także od amplitudy obu napięć. Na wyjściu mieszacza na składową stałą u_d nakłada się część sygnału u_s, który przez filtr F_d powinien być odfiltrowany. Z tych powodów często stosuje się układ mieszacza diodowego podwójnie zrównoważonego, nazywanego także mieszaczem pierścieniowym (rys. 5.82d). Przykładem takiego mieszacza może być SBL1, który w zakresie $0 \div 500$ MHz uzyskuje izolację wejść 40 dB i w którym przy sygnałach na obu wejściach o poziomie +7 dBm (50 Ω) napięcie niezrównoważenia przy $\varphi = 90°$ nie przekracza 1 mV. Dalsze informacje na temat mieszaczy diodowych podano w rozdz. 5.4.

Detektory koincydencyjne cyfrowe cechuje niezależność od amplitudy sygnałów. Najprostszy układ cyfrowego detektora fazy pokazano na rys. 5.83a.

Sygnał u_w o przebiegu prostokątnym podawany jest na wejście zegarowe C przerzutnika JK, zaś sygnał U_s w postaci szpilek na wejście ustawiające S. Wyjścia Q i $\overline{Q}$ sterują wzmacniacz różnicowy, na którego wyjściu otrzymuje się napięcie błędu o średniej wartości u_d, zależnej od przesunięcia fazy między u_s i u_w. Zakres zmiany kąta jest dwukrotnie większy niż w układach analogowych (rys. 5.80b), gdyż wynosi $-180° \div 0° + 180°$ (rys. 5.83b). Cechą szczególną jest to, że tym razem napięcie $u_d = 0$ V otrzymuje się przy zgodności fazy, tj. $\Delta\varphi = 0°$.



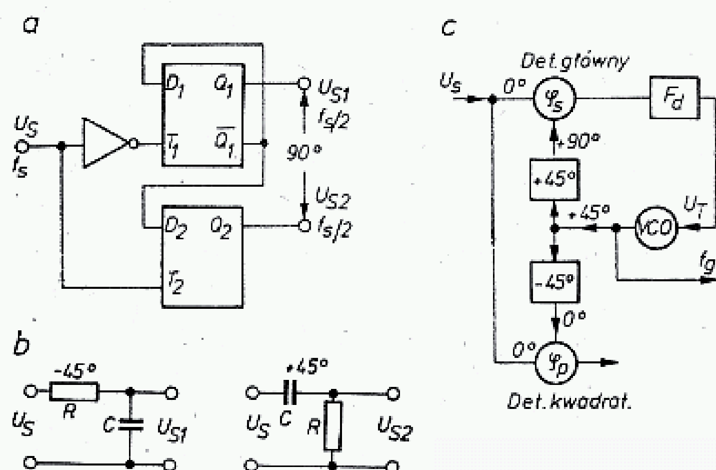
5.83. Cyfrowe detektory fazy

a — impulsowy detektor fazy z przerzutnikiem JK lub D, b — charakterystyka fazowa detektorów z rys. 5.83a i c, c — impulsowy detektor częstotliwości/fazy, d — detektor fazy z bramą EXCLUSIVE-OR, e — układ impulsów szpilkowych z bramką NAND, f — układ do formowania wąskich impulsów prostokątnych, g — układ scalony UCY74121 z obwodem całkującym zastowowany jako detektor częstotliwości, h — charakterystyka wyjściowa detektora z rys. g

Dalszym rozwinięciem cyfrowych detektorów (komparatorów) fazy jest układ z rys. 5.83c, składają się z dwóch przerzutników RS, bramki NAND i wzmacniacza różnicowego. Napięcia sterujące: u_s' i u_w' podawane są w postaci krótkich impulsów (szpilek). Układ ten może być wykorzystany także jako liniowy detektor częstotliwości. Zależność u_d od $\Delta\varphi$ jest taka sama jak na rys. 5.83b. Podobną funkcję spełnia także bramka EXCLUSIVE-OR np. UCY7486 (rys. 5.83d). Jest ona między innymi składnikiem specjalnego detektora scalonego CD 4046a. Opisane detektory cyfrowe i ich odmiany występują także w scalonych detektorach częstotliwości/fazy w wersji TTL (MC4044, MC4046, MC4344) i ECL (MC12040).

Formowanie impulsów szpilkowych u'_s i u'_w realizuje się w różnych układach cyfrowych, np. za pomocą bramki NAND połączonej z układem różniczkującym (rys. 5.83e) lub na trzech bramkach NAND (rys. 5.83f) przy wykorzystaniu różnicy czasów propagacji sygnału. Pierwszy z podanych układów daje impulsy o ostrych wierzchołkach i zboczach wykładniczych, drugi impulsy zbliżone do prostokątnych o długości około 36 ns. Ostatnio do formowania impulsów stosowany jest układ UL74121 (rys. 5.83g), w którym długość impulsu zależy od pojemności C_t i rezystancji R_t. Wejścia A_1 i A_2 wyzwalane są zboczem opadającym o dużej stromości, zaś wejście B zboczem narastającym, przy czym może to być nawet przebieg sinusoidalny małej częstotliwości, gdyż na wejściu tym znaduje się przerzutnik Schmitta. Układ UL 74121 może być wykorzystany także jako przetwornik częstotliwość/napięcie, jeśli do jego wyjścia dołączy się układ całkujący RC jak na rys. 5.83g. Poszczególne impulsy ładują kondensator do napięcia u_d, tym większego, im większa jest częstotliwość powtarzania impulsów (rys. 5.83h). Układ taki można wykorzystać do wstępnego ustawiania polaryzacji VCO dla wejścia PF na zakres chwytania i przerywać jego pracę z chwilą rozpoczęcia pracy przez detektor fazy, utrzymujący stan synchronizacji.

Układy cyfrowe wykorzystuje się także dla uzyskiwania przesunięć fazy o 90°. Układ z rys. 5.84a składa się z dwóch przerzutników D zawartych w UCY



5.84. Przesuwniki fazy o 90°
a — z przerzutnikami D (UCY 7474),
b — podstawowe ogniwa przesunięć fazy,
c — przesuwniki analogowe

7474N. Sygnał u_s o częstotliwości f_s, po przejściu przez taki układ zostaje rozdzielony na dwa sygnały f_s: u_{t1} i u_{s1}, o dwukrotnie mniejszej częstotliwości ($f_s/2$), wzajemnie przesunięte o 90°. Układ taki zachowuje przesunięcie fazy dokładnie o 90° w bardzo szerokim zakresie częstotliwości. Częstotliwość graniczna przy UCY7474N dla f_s wynosi około 30 MHz.

Druga metoda uzyskiwania dodatkowego przesunięcia między u_{s1} i u_{s2} polega na zastosowaniu dwóch przesuwników fazy o przesunięciach +45° i −45° (rys. 5.84b) włączonych w różne gałęzie. Układ PF z takimi przesuwnikami pokazano na rys. 5.84c. Wartość przesunięć w takich przesuwnikach zależy od częstotliwości, lecz, jeśli rezystory i kondensatory są dobrane z dostateczną dokładnością (1%), to wypadkowe przesunięcie między nimi wynosi dokładnie 90° w bardzo szerokim zakresie częstotliwości [3].

5.2.4 Scalone pętle fazowe

Pętle fazowe (PF) stosowane są w większości współczesnych urządzeń nadawczych i odbiorczych oraz w odbiornikach szerokozakresowych (0,15—30 MHz). Stało się to możliwe w wyniku zastosowania specjalizowanych US umożliwiających budowę dobrych, niezawodnych generatorów z PF przy użyciu zaledwie kilku elementów dodatkowych.

Pierwszym krokiem było zastosowanie w z PF detektora fazy na TBA 120 (SO41P) rys. 5.81. Układ ten jako wzmacniacz p.cz. FM dla 5,5 MHz ma wzmocnienie 60 dB, a dla 35 MHz jeszcze 50 dB. Jego nowszą wersją jest układ TBA 120S, której polskim odpowiednikiem jest układ UL1241N. Na częstotliwościach do 200 MHz można stosować w detektorze fazy lub jako mieszacz SO42P i jego odpowiednik UL 1042N (rys. 5.85a). Układ ten może być zasilany napięciem $4 \div 14$ V. Nachylenie charakterystyki przemiany wynosi 5 mA/V i może być zwiększone przez dołączenie do końcówek *10* i *12* dwóch rezystorów połączonych z masą.

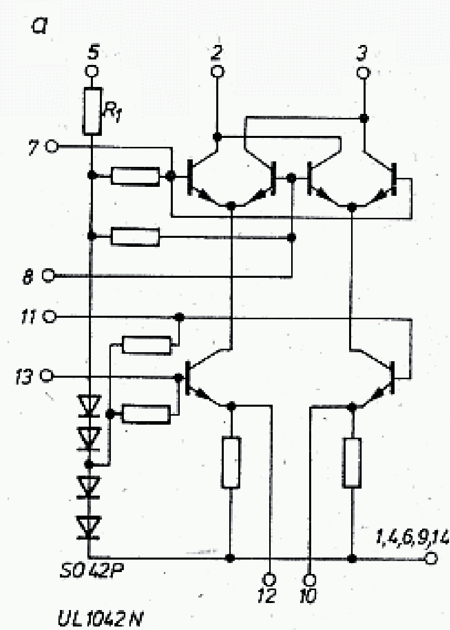
Podobne funkcje spełnia układ US N 5596- Sygnetics (rys. 5.85b) i jego odpowiednik μA 796 Fairchild oraz popularny MC 1496/1596 Motorola. Stosowane są one w zakresie $0 \div 100$ MHz, a tłumienie nośnej, zależnie od częstotliwości wynosi 65 dB do 40 dB.

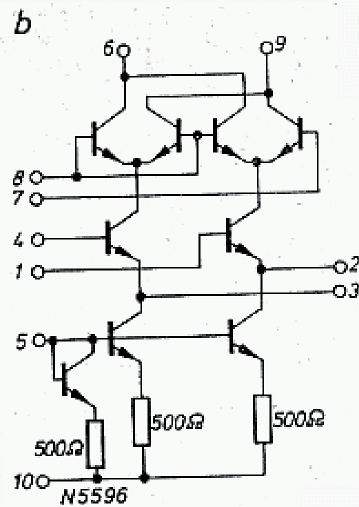
Do popularnych specjalizowanych detektorów częstotliwości i fazy należy układ MC 4044 Motorola [3, 49], w którym zastosowano dwa detektory w wersji TTL (rys. 5.85c). Pierwszym jest detektor jednocześnie częstotliwości i fazy, o charakterystyce pokazanej na rys. 5.83b, drugim jest detektor tylko fazy o charakterystyce jak na rys. 5.80d. Układ ten, w połączeniu jak na rys. 5.85c, stosowany w PF sterowany jest na wejściach *1* i *3* z wyjściem na końcówkach *13* i *2*, dołączonych do układu formowania (*4* i *11*).

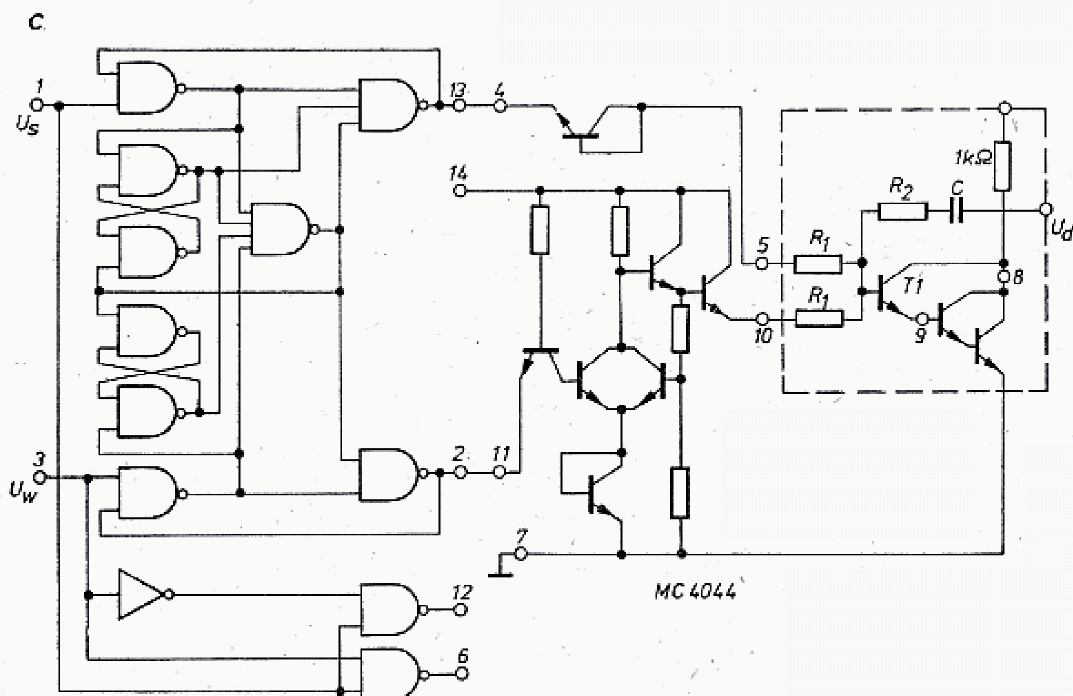
Uformowany sygnał o stałej amplitudzie podawany jest z końcówek *5* i *10* na wzmacniacz Darlingtona, spełniający rolę filtru aktywnego w generatorze z PF. W przykładzie tym detektor fazy (*1* i *3* oraz *12* i *6*) jest nie wykorzystywany. Detektor ten ma na wyjściu znaczny poziom sygnału różnicowego f_m i wymaga stosowania filtru F_d o $f_B < 0{,}01\ f_w$.

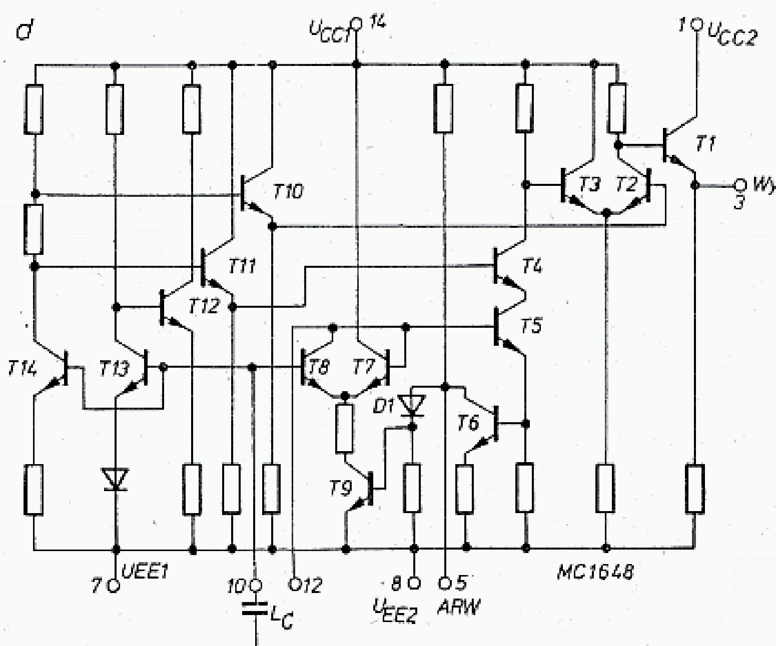
Znacznie lepszy jest układ RCA CD 4046a (rys. 5.86) wykonany techniką COS/MOS specjalizowany dla PF. Zawiera on oscylator VCO małej mocy w układzie RC, przestrajany liniowo dla częstotliwości 1 Hz$\div$1500 kHz przez zmianę stałej RC, dwa komparatory fazy (rys. 5.86b) ze wspólnym wzmacniaczem sygnału wzorcowego. Jeśli $R_2 = \infty$, $R_1 = 10$ kΩ i $U_{DD} = +15$ V, $U_{ss} = 0$ V, to dla $C = 100$ nF, $f_g = 1$ kHz, a dla $C = 100$ pF, $f_g = 1$ MHz. Łączny pobór prądu wynosi około 1 mA dla 6 V i może być zmniejszony do 25 μA przez podanie 1 logicznej na wejście *5*, które blokuje pracę VCO i innych obwodów.

Detektor fazy II reaguje na fazy narastających zboczy sygnałów u_s (*3*) i u_w (*14*) i zawiera pamięć cyfrową. Na wyjściu znajduje się komplementarna para MOSFET-ów z kanałami *p* i *n*. Gdy $f_s < f_w$, to włączony jest na stałe fet *n* i na wyjściu (*13*) otrzymuje się stałe napięcie u_d zbliżone do U_{ss}. Gdy częstotliwości są równe, tj. $f_w = f_s$, lecz faza φ_s opóźnia się w stosunku do φ_w, to na wyjściu otrzymuje się u_d proporcjonalne do różnicy faz. Gdy $\varphi_w = \varphi_s$, to $u_d = 0$ V, a gdy $\varphi_s > \varphi_w$, to



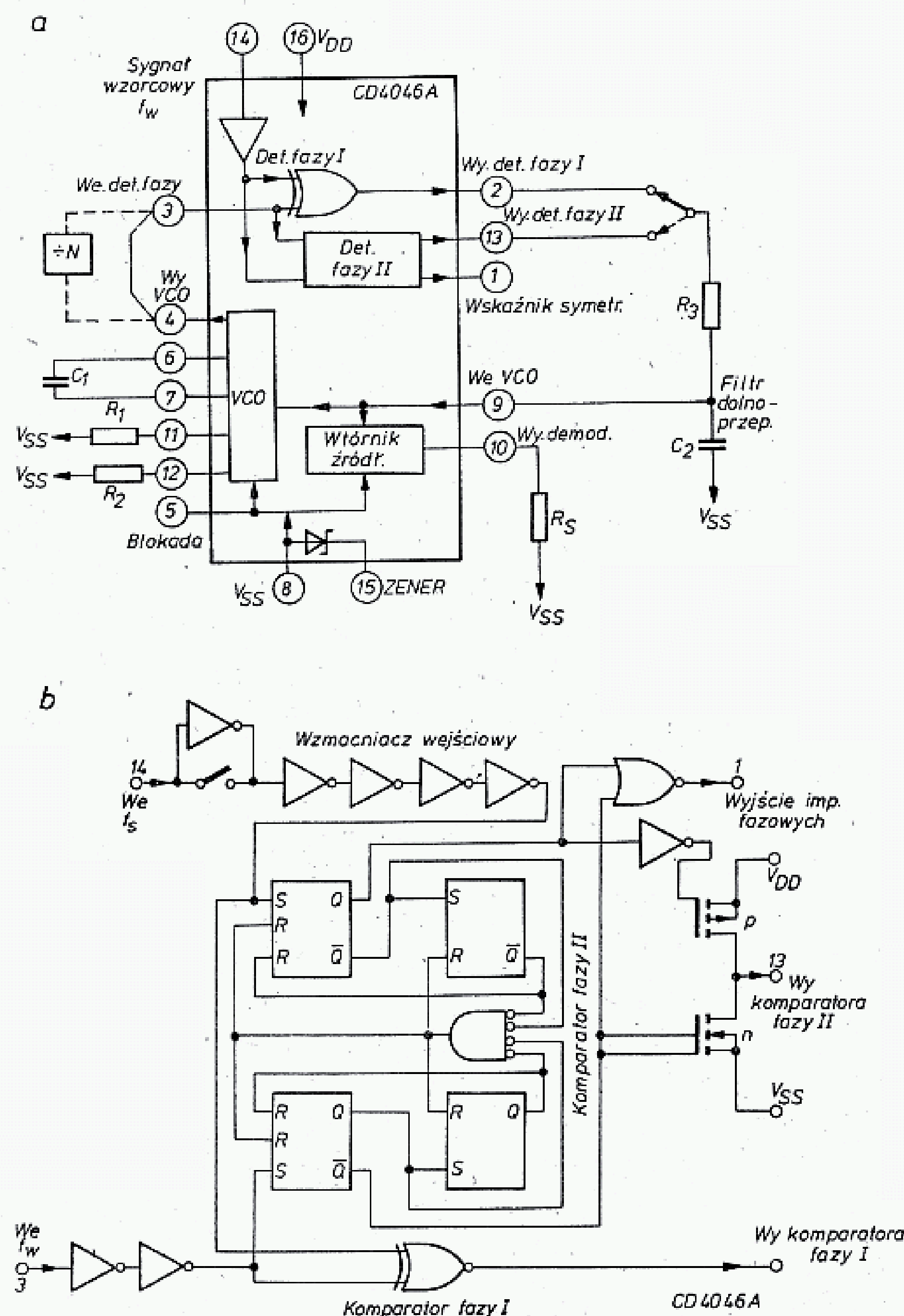






5.85. Schematy specjalizowanych układów scalonych dla PF

a — **SO42p** — podwójnie zrównoważony mieszacz pracujący do 200 MHz, **b** — **N5596** Sygnetics (μA 796, MC1496) pracujący tak jak pokazany w p. a, lecz do częstotliwości 100 MHz, **c** — **MC4044** — detektor fazy/częstotliwości, **d** — **MECLIII: MC1648** — VCO do 225 MHz z ARW,

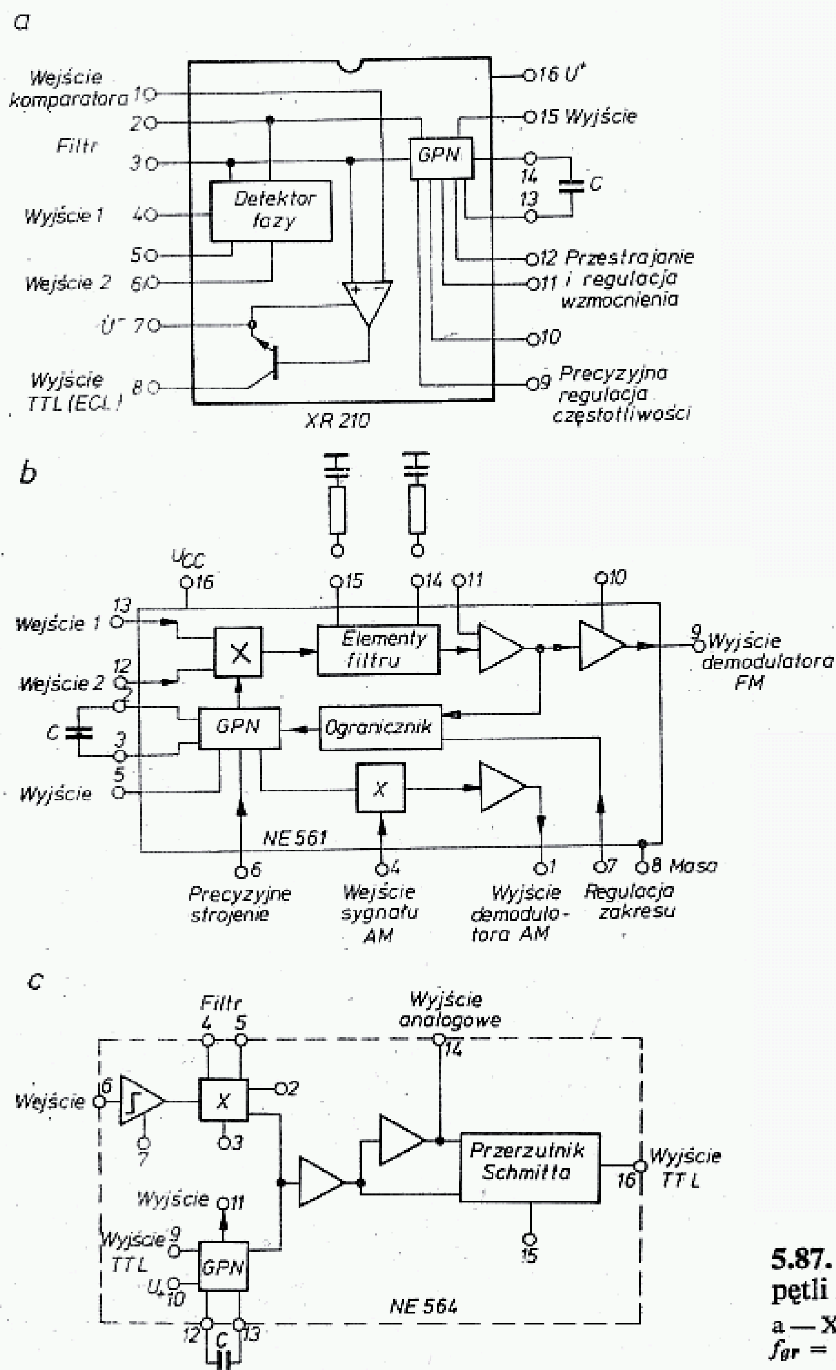


5.86. Pętla synchronizacji fazowej (PLL) MCY74046N—CD4046A:
a — schemat blokowy, b — układ detektorów fazowych

u_d zmienia znak. Detektor fazy II ma charakterystykę piłokształtną (rys. 5.83b). W tego rodzaju detektorze zakres chwytania pokrywa się z zakresem trzymania i to niezależnie od charakterystyki filtru dolnoprzepustowego. Wyjście (*1*) daje impulsy pozwalające na dołączenie diody LED, która świeci w stanie zsynchronizowania.

Detektor fazy I pozwala generatorowi PF pozostawać w synchroniźmie nawet przy silnych zakłóceniach. Jego zakres chwytania zależy od rodzaju filtru F_d i może być nawet równy zakresowi trzymania. Wysokoomowe (10^{12} Ω) wejście VCO (*9*) umożliwia stosowanie w filtrze dużych wartości R_3 i małych C_2. Wtórnik źródłowy wyprowadza napięcie sterujące U_T na zewnątrz przy rezystancji wewnętrznej około 10 kΩ (*10*).

Budowane są także pętle fazowe na większe częstotliwości VCO, np.: XR 210—20 MHz (rys. 5.87a), NE561—30 MHz, NE 564, XR 215—35 MHz HA2800—20 MHz. Układy te pobierają prądy 9÷30 mA przy napięciach 5÷15 V i mają zakresy trzymania synchronizacji ±15%÷±50%. Poza tym budowane są scalone oscylatory (często z dzielnikami) i same dzielniki w technologii COS/MOS, np.: MC1548 (rys. 5.85d), MC12060 (do 2 MHz), MC 12061 (do 60 MHz), CD4060

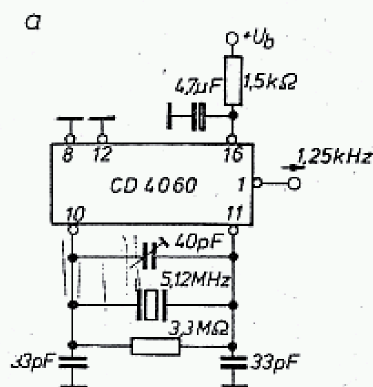


5.87. Schematy blokowe scalonych pętli fazowych
a — XR 210, f_{gr} = 20 MHz, b — NE561, f_{gr} = 30 MHz, c — NE564, f_{gr} = 50 MHz

z podziałem 2^{12} (rys. 5.88a), CD4014 (2^7 do 7 MHz), CD 4040 — (2^{12} do 5 MHz), CD 4045 — (2^{21} do 10 MHz) oraz liczne układy zegarkowe, jak np.: MC1210N, MC1211N MC1202 i inne produkcji CEMI.

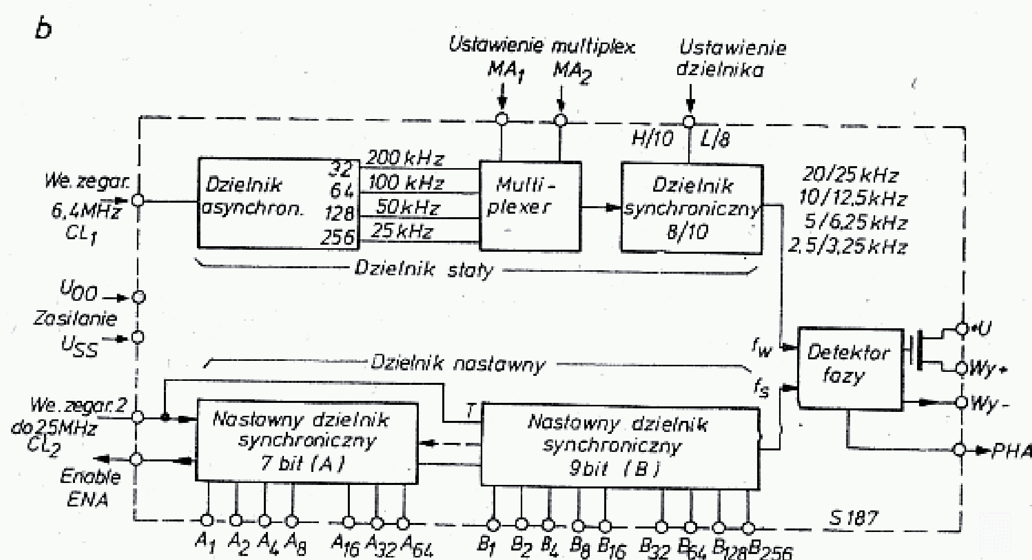
Nowoczesny układ scalony dla PF S-187 Siemensa (rys. 5.88b) zawiera nie tylko VCO i nastawialne dzielniki, ale także dzielniki wstępne i mieszacze, co pozwala na wykonanie pełnego syntezera przy niewielkiej liczbie elementów zewnętrznych.

Większość łatwo dostępnych układów CMOS ma częstotliwość graniczną około 3 MHz, choć produkowane są już także o układy o częstotliwościach $f_g = 15$ MHz. Niska częstotliwość graniczna CMOS wymaga stosowania odmiennych układów PF niż w przypadku stosowania US typu TTL.



5.88. Specjalizowane dzielniki scalone

a — CD 4060 z podziałem 2^{12}, b — S-187 z dzielnikami dwumodułowymi nastawnymi oraz z detektorem fazy i wyjściem pracującym na tranzystorze polowym



5.2.5 Schematy blokowe PF, preskalery

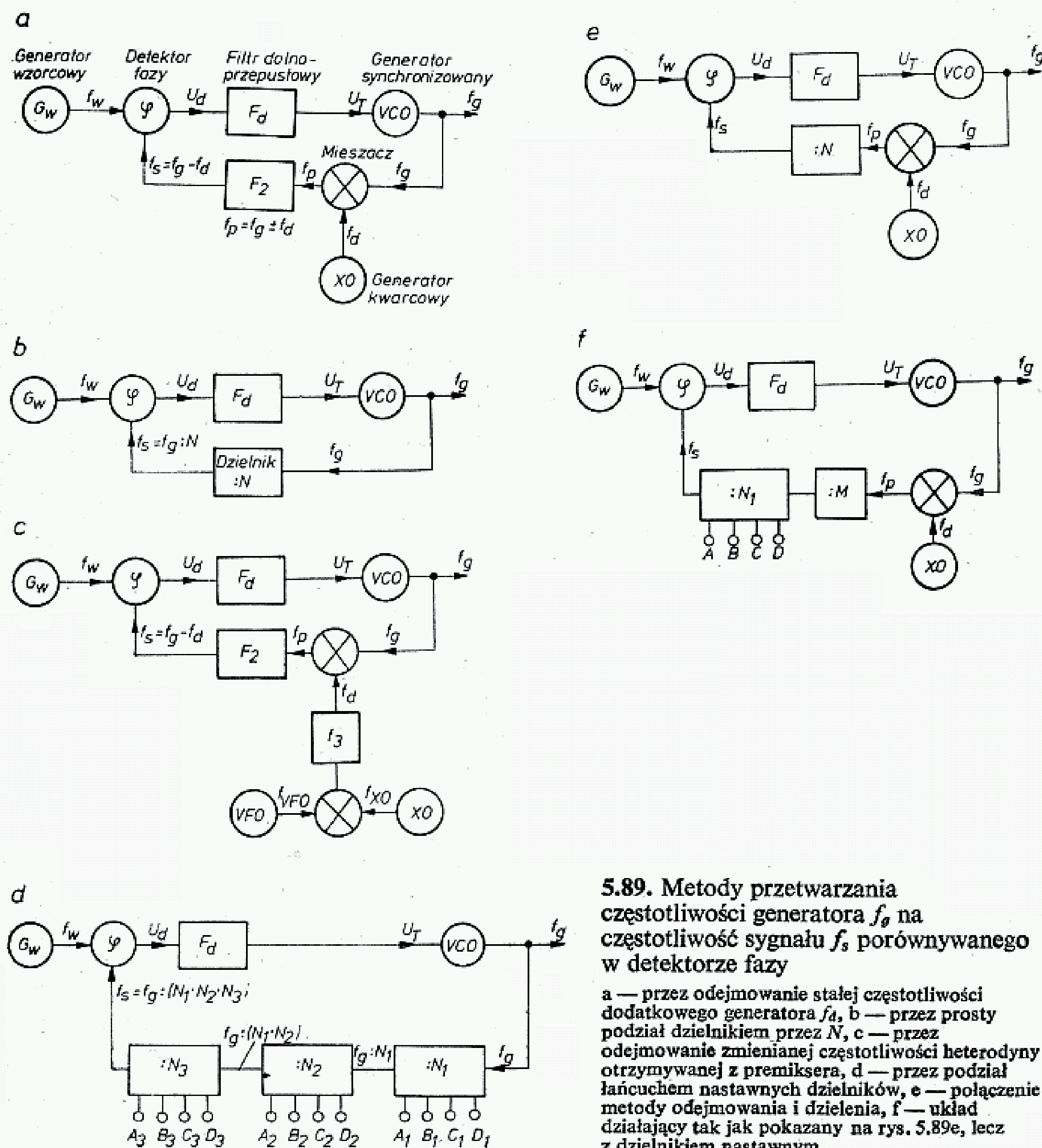
W podanym na rysunku 5.73 ogólnym schemacie blokowym PF występuje ogniwo nazwane przetwornikiem częstotliwości. Jego zadaniem jest przetwarzanie wielkiej częstotliwości generatora VCO f_g na mniejszą częstotliwość sygnału f_s, porównywanego następnie przez detektor z sygnałem wzorcowym f_w. Konieczność obniżenia częstotliwości porównywanych sygnałów wynika między innymi ze stosowania detektorów o małej częstotliwości granicznej. Stosując współczesne detektory tranzystorowe (UL 1042N) lub diodowe można porównywać fazę wprost na częstotliwości f_g odpowiednio zwiększając częstotliwość f_w, lecz układów takich się nie spotyka.

Przetwarzenie częstotliwości f_g na mniejszą f_s uzyskuje się na drodze podziału f_g w dzielniku N-krotnym (:N) lub przez mieszanie sygnału f_g z pomocniczą heterodyną f_d (rys. 5.89a i b). Sygnał f_w o małej częstotliwości uzyskuje się także na drodze dzielenia częstotliwości stabilnego i małoszumnego generatora kwarcowego XO.

W urządzeniach UKF układy obniżające f_g do f_s na drodze mieszania z f_d są korzystniejsze niż równoważne układy z podziałem :N, gdyż mają mniejsze szumy

fazowe. Heterodyna f_d może mieć stałą częstotliwość (XO), może być przełączana skokowo (kilka XO) lub może być wykonana jako układ premikserowy (rys. 5.89c). W urządzeniach UKF stosuje się mieszacze na tranzystorach dwubramkowych (np.: BF900), scalone mieszacze zrównoważone (UL 1042N), a także mieszacze diodowe. W urządzeniach MKF stosowane są prawie wyłącznie mieszacze diodowe.

Wymagania stawiane heterodynom pomocniczym f_d pod względem poziomu sygnałów ubocznych są mniejsze niż w podstawowych układach premikserowych (rozdz. 5.1.1.5) i wystarcza, jeśli filtr F_2 zmniejszy poziom sygnałów ubocznych



5.89. Metody przetwarzania częstotliwości generatora f_g na częstotliwość sygnału f_s porównywanego w detektorze fazy

a — przez odejmowanie stałej częstotliwości dodatkowego generatora f_d, b — przez prosty podział dzielnikiem przez N, c — przez odejmowanie zmienianej częstotliwości heterodyny otrzymywanej z premiksera, d — przez podział łańcuchem nastawnych dzielników, e — połączenie metody odejmowania i dzielenia, f — układ działający tak jak pokazany na rys. 5.89e, lecz z dzielnikiem nastawnym

o 30 dB w stosunku do f_s. Heterodyna musi mieć bardzo dobrą stałość częstotliwości i małe szumy fazowe. Heterodynę taką można w torze nadawczym wykorzystać do modulacji FM sygnału f_g. Całość premiksera pomocniczego musi być odpowiednio ekranowana, a zasilania filtrowane.

W niektórych układach premikserowych sygnał heterodyny f_d uzyskiwany jest z oscylatora VCO synchronizowanego przez odpowiednio wybrany prążek z widma generatora harmonicznych (rastru) synchronizowanego przez XO w pomocniczej PF (rozdz. 5.1.1.5). Generator wzorcowy XO (np. 1 MHz) może być wykorzystywany również do wytworzenia częstotliwości wzorcowej (odniesienia) f_w. Stosuje się wtedy przeważnie dzielniki o stałym podziale przez N.

W układach z dzieleniem częstotliwośici przez N (rys. 5.89b) stosowane są dzielniki UCY 7490 i UCY 7493, dające podział przez $N = 2^a$, gdzie wartość wykładnika a jest stała i wynika z układu połączeń US. Dzielniki te mają częstotliwość graniczną wynoszącą około 25 MHz. Dla dzielenia większych częstotliwości, np. 144 MHz stosuje się dzielniki wstępne, pracujące na bramkach ECL (do 600 MHz). W układach kanałowych UKF FM, a także w przypadku stosowania obrotowego generatora impulsów lub innego generatora powodującego przestrajanie dyskretnymi krokami, stosuje się liczniki (dzielniki) nastawcze SN 74196 i 74192 i podobne, pracujące do 50 MHz. Dzielniki te pozwalają na nastawienie wartości podziału przez N_1 w przedziale od 1 do 16 (do 10). Łańcuch dzielników daje podział przez N określony równaniem:

$$N = N_1 N_2 N_3 \ldots N_k \tag{5.21}$$

Przykład: Odbiornik $f_0 = 144$ MHz z częstotliwością pośrednią $f_p = 9$ MHz potrzebuje oscylatora $f_g = 135$ MHz. Stosuje się dzielnik ECL typu D o podziale $N_1 = 4$. Na jego wyjściu otrzymuje się $f_{s1} = 135:4 = 33{,}75$ MHz. Następny dzielnik pracujący na częstotliwości 74196 dzieli przez $N_2 = 15$ i $f_{s2} = 2{,}25$ MHz, po tym 7493 dzieli przez $N_3 = 15$ i $f_{s3} = 150$ kHz i w końcu dalszy dzielnik 7493 dzieli przez $N_4 = 6$ dając $f_s = 25$ kHz. Łączny podział wynosi $N = 4 \cdot 15 \cdot 15 \cdot 6 = 5400$, czemu odpowiada stosunek 135 000:25.

Pętla fazowa może być zamknięta na jednej z częstotliwości, np. f_{s2}, f_{s3} lub f_{s4} i porównywana z odpowiednią częstotliwością f_w. Dla zmiany częstotliwości f_g potrzebna jest więc odpowiednia zmiana f_w lub stopnia podziału N. Dla pokrycia pasma 144—146 MHz częstotliwość VCO musi się zmieniać w zakresie $f_g = 135$—137 MHz i f_s w przedziale 25,0 kHz do 25,37 kHz. O syntezerze takim mówi się, że ma syntezę bezpośrednią (rys. 5.89d).

W urządzeniach UKF stosuje się często syntezę pośrednią (rys. 5.89c), w której zamiast dzielników wstępnych stosuje się mieszanie, co pozwala na pominięcie trudno dostępnych dzielników ECL. Zaletą tej metody jest zmniejszenie szumów fazowych występujących w wyniku stosowania dużej wartości podziału N (pp. 5.2.8). Metoda ta pozwala na stosowanie dzielników CMOS o częstotliwości granicznej 8 MHz. Częstotliwość wyjściowa syntezera z syntezą pośrednią opisana jest zależnością:

$$f_g = f_d + N f_w \tag{5.21a}$$

Jeśli dzielnik N rozbić na dwa ogniwa o podziale M i N_1 (rys. 5.89f), to uzyskuje się nowe możliwości szczególnie przydatne w urządzeniach do pracy kanałowej. Przestawienie któregoś z liczników o jeden wywołuje skok częstotliwości f_g o tak zwany krok syntezera Δf_g. W przypadku tym:

$$f_g = f_d + N_1 M f_w \tag{5.21b}$$

Zmieniając nastawienie N_1 o 1 otrzymuje się:

$$f_g' = f_d + N_1 M f_w + M f_w \tag{5.21c}$$

i krok syntezera wyniesie:

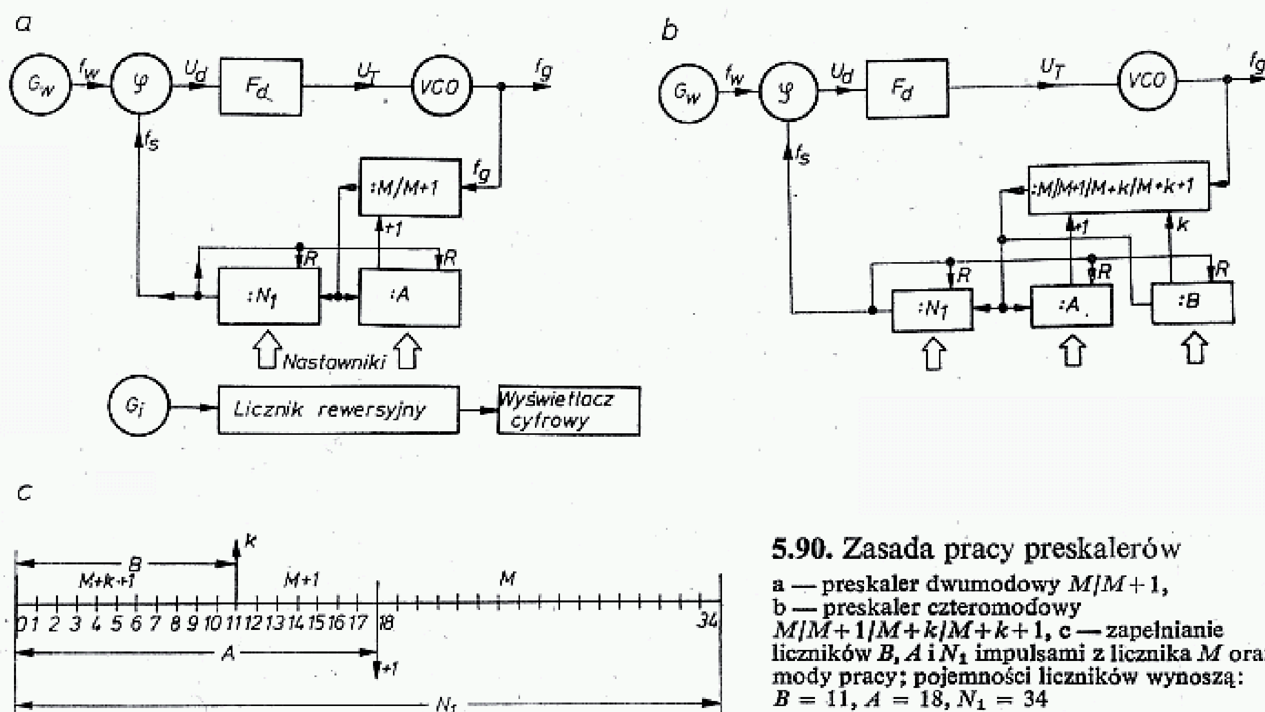
$$\Delta f_g = f_g' - f_g = M f_w \tag{5.21d}$$

Podobnie zmieniając nastawienie M o 1 otrzymamy $\Delta f_g = N_1 \cdot f_w$.

Przykład: $f_0 = 144$ MHz, $f_p = 9$ MHz, $f_g = 135$ MHz, $f_d = 125$ MHz, $f_p' = 10$ MHz, M = 10, $f_{s1} =$ $= 1000$ kHz, $N_1 = 1000$, $f_s = f_w = 1$ kHz i krok $\Delta f_g = 10 \cdot 1 = 10$ kHz. Przestawienie dzielnika N_1 o 1 daje krok 10 kHz. Przestawienie dzielnika M o 1 daje krok 1 MHz.

Dla uzyskania mniejszych kroków należałoby zmniejszyć M powiększając odpowiednio N_1 dla zachowania wypadkowego podziału N lub zmniejszyć f_w powiększając całkowity podział przez N przez powiększenie N_1. Pierwszy sposób wymaga stosowania dzielnika N_1 o większej częstotliwości granicznej, zaś przy drugim sposobie uzyskuje się większe szumy fazowe, poza tym mała częstotliwość f_w wymaga skutecznego tłumienia tej częstotliwości (>80 dB) po detektorze fazy. W tym przypadku należy stosować filtr dolnoprzepustowy F_d o częstotliwości granicznej f_β:

$$f_\beta = (0{,}05 \text{ do } 0{,}01) \cdot f_w \tag{5.22}$$



5.90. Zasada pracy preskalerów

a — preskaler dwumodowy $M/M+1$, b — preskaler czteromodowy $M/M+1/M+k/M+k+1$, c — zapełnianie liczników B, A i N_1 impulsami z licznika M oraz mody pracy; pojemności liczników wynoszą: $B = 11$, $A = 18$, $N_1 = 34$

W podanym przykładzie odpowiadałoby to $f_\beta = 10 \div 50$ Hz. Przy tak wąskopasmowym filtrze zakres chwytania i trzymania będzie bardzo mały, zaś czas synchronizacji będzie duży. Wady tej nie mają preskalery coraz częściej stosowane w pętlach fazowych w urządzeniach UKF.

Preskaler jest złożonym licznikiem o podwójnym module podziału, czyli licznikiem o przełączalnej wartości podziału (pojemności) z $M+1$ na M (rys. 5.90a) Licznik ten współpracuje z drugim licznikiem o pojemności nastawialnej N_1. Licznik N_1 ma wyprowadzone dodatkowe wyjście dające sygnał, gdy w liczniku N_1 zostanie uzyskana (zliczona) wartość A, którą można także uprzednio ustawić. Sygnał ten przełącza licznik M z modułu $M+1$ na moduł M. Cały układ pracuje w sposób następujący.

Sygnały generatora f_g zliczane są przez licznik M i po jego każdorazowym napełnieniu do stanu $M+1$ sygnał przeniesienia daje jeden krok w liczniku N_1, zaś licznik M liczy od nowa do $M+1$ (rys. 5.90c). Gdy licznik N_1 osiągnie stan A, zostaje wysłany sygnał do licznika M, przełączający go z modułu $M+1$ do modułu M, zaś licznik N_1 liczy dalej. Teraz sygnały f_g zliczane są do wartości M, po której następuje sygnał przeniesienia, zwiększający stan licznika N_1, napełniając go kolejno od stanu A do stanu N_1, czyli po N_1-A przeniesień z licznika M. Napełnienie licznika N_1 powoduje wyzerowanie obu liczników (reset), i przełączenie licznika M do modułu $M+1$. Impuls zerowania stanowi jeden impuls o częstotliwości f_s. W jednym cyklu zostało więc zliczonych N impulsów generatora f_g, gdzie N wynosi:

$$N = A(M+1)+(N_1-A)\cdot M = N_1 M+A \tag{5.23}$$

Jak z powyższego równania wynika, preskaler pozwala na zwiększenie liczby podziału o 1 na drodze zmiany wartości A o 1.

Przykład: $M = 10/11$, $N_1 = 14$, $A = 3$, więc $N = 14\times10+3 = 143$. Jeśli przestawić A na 4, to $N = 144$ itd.

Pojemność N_1 może być także nastawialna, lecz daje to duże kroki.

Przykład: $M = 10/11$, $A = 3$, $N_1 = 25$, więc $N = 10\cdot25+3 = 253$. Jeśli zmienić N_1 na 26, to $N = 263$ itd.

Nastawienie wartości N_1 i A w liczniku wykonuje się przełącznikiem wielopozycyjnym lub za pomocą pamięci stałej PROM, w której zaprogramowano wartości N_1 i A dla określonej wartości N, a bliżej, dla określonej częstotliwości f_g i przez to f_0, względnie za pomocą mikroprocesora. Przełączanie pamięci stałej PROM w systemie dwójkowym, względnie za pomocą mikroprocesora, może być dokonywane generatorem impulsów GI, włączanym przyciskiem lub za pomocą obrotowego generatora impulsów (RPG) (ang.: *rotary pulse generator* — *RPG rotary dial* — *RD*), w którym impulsy uzyskiwane są za pomocą tarczy rastrowej obracanej gałką strojenia i systemu fotokomórek. W wielu współczesnych transiwerach (np. ICOM), dzięki zastosowaniu złożonych układów PF i preskalerów, uzyskuje się strojenie krokami co 25 kHz, 5 kHz, 1 kHz, 100 Hz, a nawet co 10 Hz, przy czym prędkość przestrajania może być wybierana dodatkowym przełącznikiem lub być uzależniona od prędkości obracania gałką strojeniową (częstotliwości impulsów RPG). Na uwagę zasługuje fakt, że krok syntezera jest stały, gdyż $f_g = N\cdot f_w$ i po jednym impulsie (kroku) $f_g' = (N+1)f_w = f_g+f_w$, czyli krok syntezera $\Delta f_g = f_w$.

Przykład: $f_g = 135\,000$ kHz, $M = 40/41$, $N_1 = 135$, $A = 0$, stąd $N = 40\cdot135+0 = 5400$, a więc $f_w = 135\,000:5400 = 25$ kHz. Przy nastawieniu $A = 1$ otrzyma się $f_g = 135\,025$ kHz, a przy $A = 2$ $f_g = 135\,050$ kHz itd. Z właściwości układów z preskalerem wynika, że przy liczniku modulo $M/M+1$ i liczniku nastawnym N_1:
- licznik N_1 musi mieć możliwość nastawienia wartości A w zakresie od 0 do $M-1$,
- licznik N_1 musi mieć pojemność większą od A; stąd całkowita pojemność licznika N musi być większa od M^2.

Narzuca to dolną częstotliwość f_g, którą takim układem można synchronizować przy wybranym kroku f_w.

Przykład: Dla $f_w = 25$ kHz i $M = 40$ $N_{min} = M^2 = 40^2 = 1600$ otrzymuje się $f_{g\,min} = 1600 \cdot 25 = 40\,000$ kHz.

W zakresie UKF w praktyce ograniczenia przy preskalerach 10/11, 20/21 i 40/41 nie występują.

Zakres przestrajania f_g wynika ze wzoru (5.23) i podanych ograniczeń. Dla uzyskania większego zakresu przestrajania stosuje się preskalery o trzech lub czterech modułach w rodzaju: $M/M+1/M+k/M+k+1$ (rys. 5.90b). W układzie takim A musi mieć pojemność k, B pojemność $M+k+1/k$, zaś N_1 musi mieć pojemność większą od A i k. W takim układzie najpierw pracuje moduł $M+k+1$, po czym zostaje przełączony przez A ($A < B$) na $M+k$, albo przez B($A > B$) na $M+1$, a następnie na M.

Całkowita pojemność licznika wynosi:

$$N = N_1 M + Bk + A \tag{5.24}$$

Tablica 5.2.1

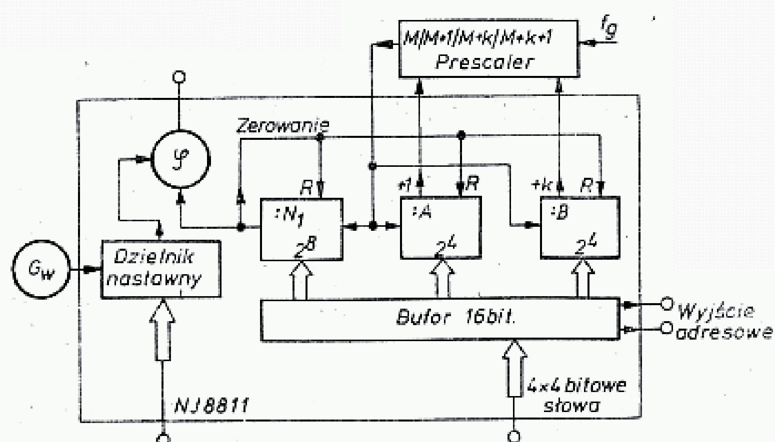
Prescalery wielomodułowe firmy Plessey [47 c]

Typ	Moduły	Częstotliwość [MHz]	Wejście	Wyjście
SP8720	3/4	300	ECL	ECL
SP8692	5/6	200	TTL/ECL	TTL/ECL
SP8740	5/6	300	ECL	ECL
SP8741	6/7	300	ECL	ECL
SP8691	8/9	200	TTL/ECL	TTL/ECL
SP8743	8/9	500	TTL/ECL	ECL
SP8690	10/11	200	TTL/ECL	TTL/ECL
SP8647	10/11	250	ECL	TTL/ECL
SP8643	10/11	350	ECL	ECL
SP8685	10/11	500	TTL/ECL	ECL
SP8680	10/11	600	TTL/ECL	TTL/ECL
SP8785	20/22	1000	ECL	ECL
SP8786	20/22	1300	ECL	ECL
SP8793	40/41	200	TTL	TTL
SP8792	80/81	200	TTL	TTL
SP8906	239/240/255/256	512	TTL	TTL
SP8901	478/480/510/512	1000	TTL	TTL

Na przykład dla preskalera 55/56/63/64 $k = 8$, $A_{max} = 8$, $B_{max} = 64/8$ $N_{1min} = 8$ stąd $N_{min} = 8 \times 64 = 512$. Preskaler ten pozwala więc na syntezę kanałową z odstępem co 25 kHz w układzie z rys. 5.89f, z częstotliwością pośrednią $f'_p = 25 \times 512 = 12{,}8$ MHz.

W tablicy 5.2.1 zestawiono wielomodułowe preskalary firmy Plessey. Większość z nich ma wejścia i wyjścia na poziomie TTL, niektóre tylko ECL. Do najpopularniejszych liczników dwumodułowych (ang.: *swallow counter*) należą: układ firmy Fairchild 95H90 (350 MHz), 11C90 (520 MHz) oraz firmy Plessey SP 8640.

W syntezerach UKF stosowane są następujące preskalery: SP 8793: moduły 40/41, f_{max} = 200 MHz, wyjście CMOS/TTL, impedancja wejściowa 500 Ω, napięcie sterujące 100 mV_{pp} bez składowej stałej, pobór mocy P = 20 mW (4 mA przy 5 V), napięcie zasilania może zmieniać się w zakresie 6,8 V do 12 V, gdyż ma wbudowany stabilizator. SP 8906- moduły 239/240/255/256, f_{gr} = 512 MHz, P = 400 mW (80 mA/5V) TTL. SP 8901 jak SP8906 z dodatkowym dzielnikiem przez 2 na wejściu,



5.91. Układ scalony NJ 8811 Plessey, zawierający programowalne dzielniki i detektor fazy

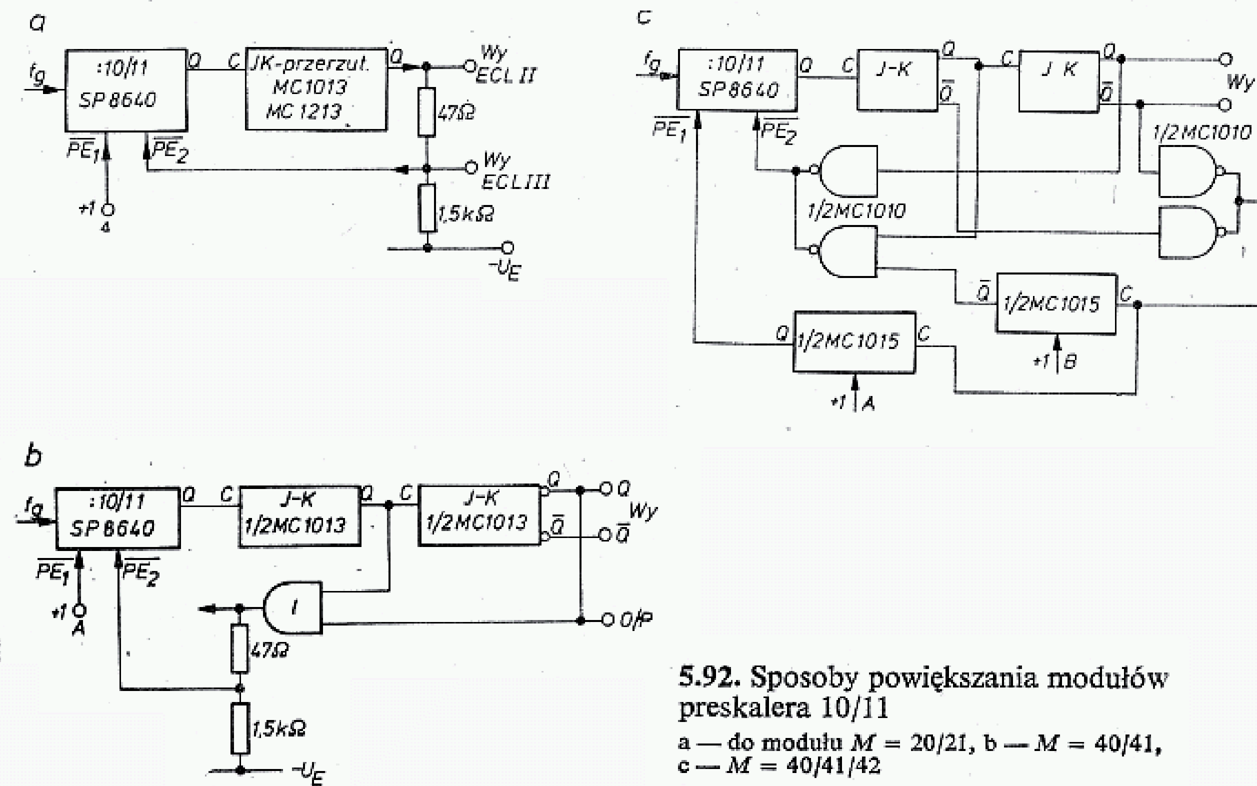
co rozszerza zakres pracy do 1000 MHz. Przy częstotliwościach do 1,8 GHz preskaler SP8906 poprzedza się dzielnikiem przez 4 na SP8619. Stosowanie dzielnika przez 4 powoduje zwiększenie 4-krotne kroku syntezera. Preskaler SP8906 ma na wyjściu sygnał f_s o częstotliwości nie przekraczającej $f_{max}:N$ = 512:239 = 2,142 MHz, a więc mieszczącej się w możliwościach dalszych układów CMOS i TTL. Powyższe preskalery przewidziane są do współpracy ze scalonymi syntezerami wykonanymi techniką N MOS NJ 8811 i NJ 8812 firmy Plessey, pobierającymi zaledwie 8 mA przy 5 V.

Syntezer NJ8811 (rys. 5.91) zawiera detektor fazy, programowane dzielniki częstotliwości wzorcowej f_w, liczniki N_1, A i B współpracujące z preskalerem i programowane przez bufor. Bufor jest sterowany 4 słowami 4-bitowymi i ma dodatkowe wyjście adresowe do podłączenia pamięci i skali cyfrowej. Przy współpracy z układem SP8906 może on pracować w zakresie 40—512 MHz. Nastawny dzielnik sygnału wzorcowego współpracuje z oscylatorem XO 4,8 MHz. Jego 16 programów może być nastawione dwoma wejściami 4-stanowymi dając 16 różnych odstępów kanałowych, od 30 kHz do 2,5 kHz.

Przy doborze liczników N_1 i A występuje problem czasu przełączania przez te liczniki. Obrazuje to przykład: do dzielnika wg rys. 5.90a z dwumodułowym preskalerem M = 10/11 doprowadzono sygnał f_g = 350 MHz. W tej sytuacji licznik A ma tylko 23 ns czasu na przełączenie dzielnika z modułu $M+1$ na M, tj. z 11 na 10. Wymaga to, by licznik N_1 był wykonany w wersji specjalnej, jako bardzo szybki układ ECL nastawny. Po zmianie preskalera 10/11 na 20/21 dysponowany czas na przełączenie zwiększa się do 44 ns, a przy preskalerze 40/41 do 95 ns dla f_g = 350 MHz. Jeszcze dłuższe czasy uzyskuje się dla preskalera 80/81, lecz wtedy minimalny podział $N_{min} = 80^2$ = 6400, co może być już zbyt duże dla zakresu UKF. W tych przypadkach stosuje się preskalery 3 i 4 modułowe opisanej wyżej. Na rysunku 5.92 pokazano prosty sposób zwiększenia stopnia podziału preskale-

rów, a także zwiększania liczby modułów [47]. Preskaler 40/41/42 ma minimalny podział $N_{min} = 800$ i czas dysponowany na przełączenie 40 okresów, tj. 110 ns dla 350 MHz.

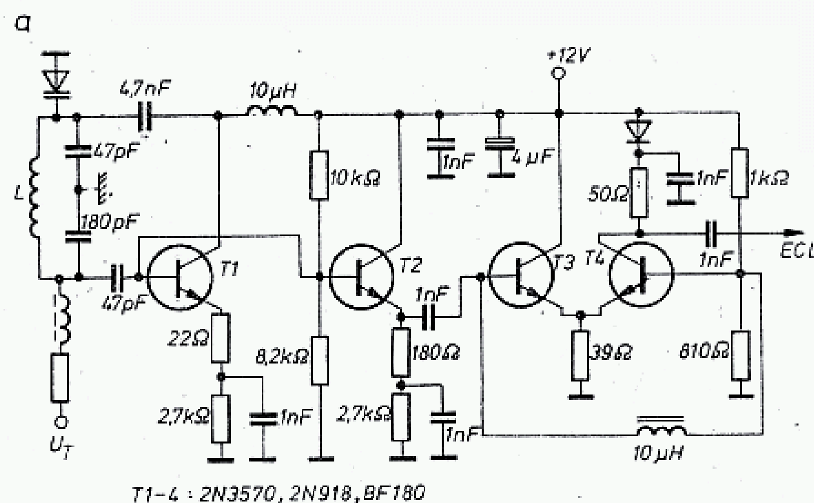
Dzielniki TTL i ECL, a w szczególności dwumodułowe w czasie przełączania mają różną impedancję wejściową. Jeśli są one bezpośrednio sprzężone z VCO, to powodują impulsową modulację amplitudy i zmianę fazy, a sygnał staje się niesymetryczny. Tak powstająca modulacja fazy dochodzi aż do detektora, będąc

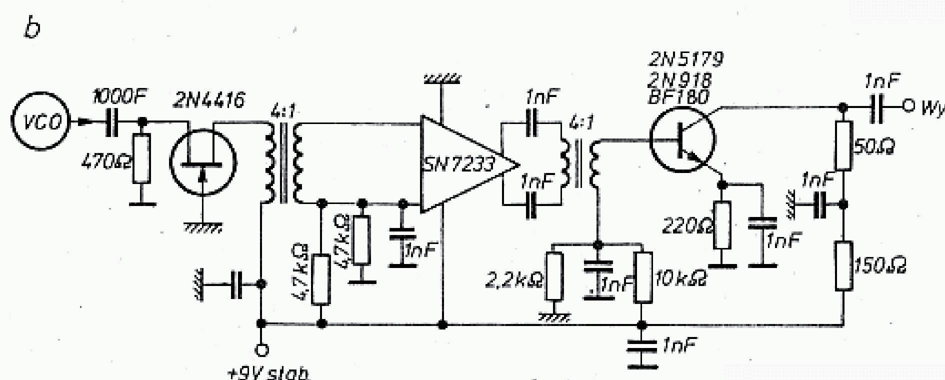


5.92. Sposoby powiększania modułów preskalera 10/11
a — do modułu $M = 20/21$, b — $M = 40/41$, c — $M = 40/41/42$

źródłem nadmiernych szumów fazowych, znacznie większych niż wnosi samo VCO. Celem wyeliminowania tego wpływu między VCO i preskalerem stosuje się stopień buforowy oraz inwerter z dużej impedancji na małą, najczęściej 50 Ω.

Cechą charakterystyczną układu z rys. 5.93a jest to, że wzmacniacz różnicowy pracujący na tranzystorach *T3* i *T4* w czasie przełączania nie osiąga nasycenia, a poziom wyjściowy sygnału dostosowany jest do układów ECL. W układzie z rys. 5.93b tranzystor polowy 2N4416 pełni rolę separatora, zaś wzmacniacz SN 7233 ($f_{gr} = 200$ MHz) steruje tranzystor 2N5179 (BF180, 2N918). Należy dodać, że w układach TTL przełączanie związane jest z szybkimi i stosunkowo dużymi zmianami prądu zasilającego. Strome impulsy zawierają wiele harmonicznych. Ich energia może rozchodzić się przez przewody zasilające na całe urządzenie, powodując zakłócenia, a nawet uniemożliwiając prawidłową pracę tychże układów TTL. Dla przeciwdziałania tym ujemnym zjawiskom stosuje się bardzo rozbudowane układy filtrujące i ekranujące oraz nierzadko eksperymentalnie dobiera się optymalne rozłożenie detali i obwodów. Znacznie lepsze pod tym względem są układy CMOS, gdyż przełączają one moce 2 do 4 rzędów mniejsze i tym samym wywołują mniejsze zakłócenia.





5.93. Układy izolujące VCO od licznika
a — ze wzmacniaczem różnicowym, b — z trójstopniowym wzmacniaczem i transformacją impedancji

5.2.6 Sygnał odniesienia f_w

Jak już to podano (p.p. 5.2.2) jakość sygnału wzorcowego f_w decyduje o stabilności i właściwościach szumowych. Mają tu zastosowanie wszystkie uwagi podane w rozdziale 5.1.1.2 dotyczące jakości generatora.

Napięcie U_w o częstotliwości f_w uzyskuje się albo wprost z generatora kwarcowego (XO) lub po odpowiednim jego przetworzeniu. Bezpośrednie pobieranie sygnału z generatora kwarcowego jest rzadko spotykane. Przetwarzanie sygnału otrzymanego z wysokiej jakości generatora XO polega na:
— dzieleniu w stopniu N_2 dzielnikami takimi jakie stosowane są w PF;
— mieszaniu ze stabilnym VFO, ewentualnie z modulacją częstotliwości (metoda premikserowa);
— wytwarzaniu ciągu impulsów rastrowych, szpilkowych służących do synchronizowania dodatkowego oscylatora na częstotliwościach harmonicznych (rys. 5.1).

Ze względu na stabilność stosuje się oscylatory XO na częstotliwościach $1 \div 10$ MHz. W zależności od wybranego układu występują tu dwa różne rozwiązania:

Pętle fazowe przestrajane analogowo mają premikser albo w pętli fazowej (rys. 5.89c) i/albo w gałęzi sygnału wzorcowego U_w. Premiksery w gałęzi sygnału wzorcowego często korzystają z kwarców o typowej częstotliwości 465 kHz, 9,0 MHz lub 10,7 MHz. Układy te są stosunkowo proste i łatwe do wykonania amatorskiego.

Układy przestrajane cyfrowo mają krok Δf_g określony wzorem (5.21d). Przy pracy kanałowej z odstępem 25 kHz wymaga się, by $f_w = 25/M$. Przy $M =$

$= 10/11$ wymaga to częstotliwości $f_w = 2{,}5$ kHz, co jest jeszcze dość łatwe do realizacji przy zastosowaniu także układu jak pokazany na rys. 5.88a.

Gorzej sprawa się przedstawia przy stosowaniu cyfrowego przestrajania z krokiem co 100 Hz, a tym bardziej co 10 Hz. Zgodnie z zależnością (5.22) wymagałoby to przy kroku 100 Hz filtru o częstotliwości granicznej $f_\beta = 1$—3 Hz, co jest trudne do zrealizowania, a poza tym pętla taka miałaby bardzo mały zakres chwytania i długi czas synchronizacji. Z tych powodów w firmowych urządzeniach stosuje się układy z dwoma, a nawet trzema PF, oraz przenosi się częstotliwość VCO w zakres UKF i następnie ją dzieli.

5.2.7 Filtry sygnału błędu

Sygnał błędu na wyjściu detektora fazy zawiera sumę i różnicę f_w i f_s, a nawet osłabiony sygnał f_w, z których należy wydzielić składową wolnozmienną, odpowiadającą różnicy f_w i f_s oraz składową stałą. Dokonuje się tego za pomocą filtrów. Teorię filtrów opisano w [3, 46] a tutaj podano i wykorzystano niektóre wnioski z niej wynikające.

Filtry pasywne wnoszą tłumienie ξ, powodujące zmniejszenie wzmocnienia pętli (wzór 5.17), co w efekcie prowadzi do zmniejszenia zakresu chwytania i trzymania pętli (wzór 5.18). Z tych powodów obecnie często stosuje się filtry aktywne, które lepiej wpływają na parametry pętli fazowej [46]. Pętla fazowa w pewnych warunkach może być niestabilna, co uniemożliwia synchronizację, a w drugim skrajnym przypadku może zbyt powolnie reagować na zmiany częstotliwości i fazy, powstające przy przełączeniu zakresów, czy też przy szybkim przestrajaniu. Pętla może również cechować się małą czułością na błędy fazowe, co prowadzi do znacznych szumów PF. Z analizy zachowania się syntezera z otwartą PF a następnie z zamkniętą [50], w której dokonano nagłej zmiany napięcia sterującego VCO (przełączenie) względnie, gdy napięcie ma nałożoną składową, zmienną f_m (rys. 5.74) wynika, że filtr dwubiegunowy aktywny (rys. 5.94a) ma transmitancję pokazaną na rys. 5.94b (na którym pokazano zależność jej wzmocnienia filtru K_F i jego fazę w zależności od f_m). Punkty przegięcia określone są zależnościami [Hz, Ω, F]:

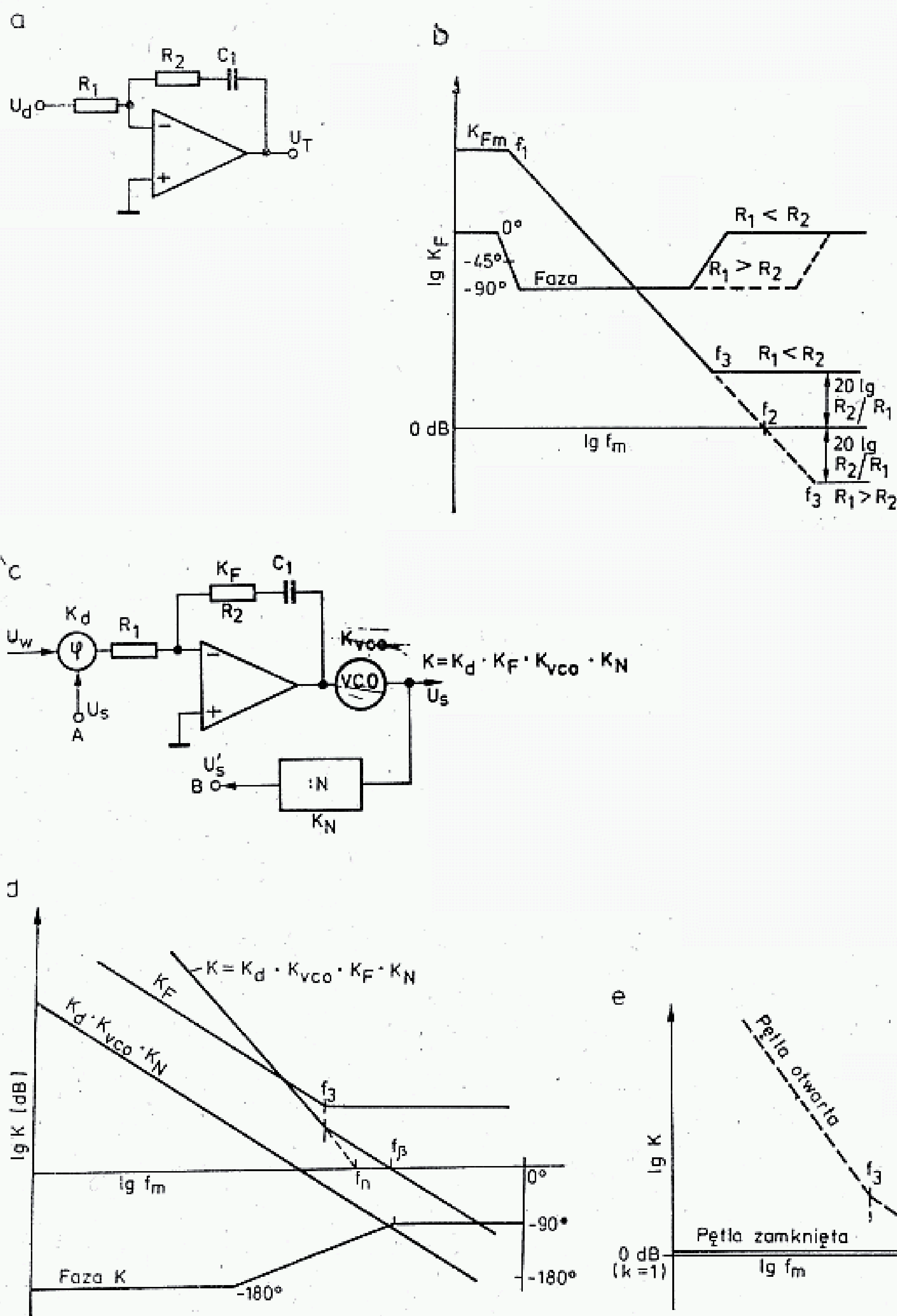
$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}; \quad f_1 = \frac{f_2}{K_{F\,\max}} \qquad (5.25a,\ b)$$

gdzie $K_{F\,\max}$ jest wzmocnieniem dla składowej stałej, zaś

$$f_3 = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \qquad (5.25)$$

W zależności od sytuacji ($R_1 < R_2$ lub $R_1 > R_2$) otrzymuje się mniejszą i większą szerokość pasma filtru. W pasmie przenoszenia filtru przesunięcie fazowe wynosi —90°.

Wzmocnienie otwartej pętli z dzielnikiem N określa wzór (5.17). Charakterystyka amplitudowa i fazowa takiej pętli pokazana jest na rys. 5.94c i d. Jest ona wypadkową charakterystyki filtru K_F z punktem przegięcia f_3 oraz wzmocnienia



5.94. Charakterystyki filtru i pętli fazowej

a — filtr dwubiegunowy, b — jego charakterystyka, c — jego otwartej pętli fazowej, d — składniki charakterystyki pętli w funkcji częstotliwości różnicowej f_m, e — charakterystyka pętli zamkniętej

pozostałych ogniw $K_d \cdot K_{VCO} \cdot K_N$. Na tak otrzymanej charakterystyce wyróżnia się punkt f_β, któremu odpowiada jednostkowe wzmocnienie otwartej pętli ($K = 1$)

$$f_\beta = \frac{K}{2\pi} \tag{5.25d}$$

W dolnej części rysunku pokazano zmianę przesunięcia fazy otwartej pętli w zależności od częstotliwości; jest ono większe niż samego filtru.

Po zamknięciu pętli, tj. po połączeniu punktów A i N (rys. 5.94c) otrzymuje się charakterystykę jak na rys. 5.94e. W zakresie od prądu stałego ($f_m = 0$ do $f_m = f_\beta$) otrzymuje się charakterystykę płaską, dalej opadającą jak dla pętli otwartej ze wzmocnieniem mniejszym od jedności. Częstotliwość f_β, przy której wzmocnienie

pętli otwartej $K = 1$, nazywana jest także częstotliwością graniczną 3 dB filtru. Omawiane filtry są typu lag [46].

Ponieważ VCO daje stałe przesunięcie fazy $\varphi_{VCO} = 90°$, zaś detektor fazy przy właściwym połączeniu $\varphi_d = 180°$, decydującym o stabilności układu, jest przesunięcie fazy filtru φ_F. Im φ_F jest bliższe 90°, tym całkowite przesunięcie fazy jest bliższe 360°, przy którym układ ulega wzbudzeniu. Margines fazowy $\Delta\varphi_m$ przy tłumieniu filtru ξ określa się z zależności:

$$\Delta\varphi_m = 90° - \mathrm{arctg} \sqrt{\frac{\sqrt{1+\frac{1}{4\xi^4}}-1}{2}} \tag{5.26}$$

i powinien wynosić co najmniej kilka stopni. Na tej podstawie określa się wartość rezystancji R_1, R_2 i pojemności C_1.

Częstotliwość graniczną przyjmuje się jako $1 \div 2\% \, f_w$ (wzór 5.22), co zabezpiecza dostateczne tłumienie f_w w sygnale błędu U_T sterującym generatorem VCO. Współczynnik tłumienia ξ przyjmuje się w przedziale 0,7 do 5, przy czym zazwyczaj przyjmuje się $\xi = 1$ [50]. Częstotliwość obliczeniowa (rys. 5.94d) wynosi:

$$f_n = \frac{f_\beta}{\sqrt{2\xi^2+1+\sqrt{(2\xi^2+1)^2+1}}} \tag{5.27}$$

przy $\xi = 1$ otrzymuje się $f_n = 0{,}4\, f_\beta$

Stałe czasu τ_1 i τ_2 wynoszą:

$$\tau_1 = R_1 C_1 = \frac{K}{(2\pi f_n)^2} \tag{5.28a}$$

gdzie K — wzmocnienie pętli (5.17) oraz

$$\tau_2 = R_2 C_1 = \frac{2\xi}{2\pi f_n} \tag{5.28b}$$

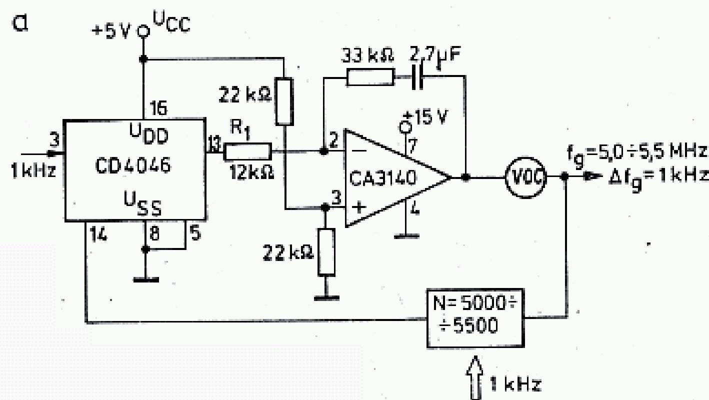
Stąd, zakładając wartość C_1 otrzymuje się rezystancje:

$$R_1 = \frac{\tau_1}{C_1}; \quad R_2 = \frac{\tau_2}{C_2} \tag{5.28c}$$

Przy obliczeniach przyjmuje się wzmocnienie pętli dla górnej częstotliwości zakresu.

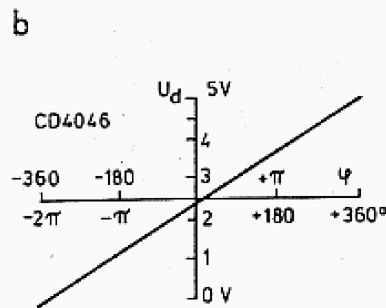
Przykład: Generator PF ma być przestrajany w zakresie $f_g = 5000 \div 5500$ kHz krokami $\Delta f_g = 1$ kHz w układzie jak na rys. 5.95. Detektor fazy ma czułość $K_d = 0{,}397$ V/rad (rys. b). Czułość regulacji VFO wynosi (rys. 5.95c) na początku pasma $K_{gs,0} = 1{,}257 \cdot 10^6$ rad/Vs, na końcu $K_{gs,5} = 0{,}273 \cdot 10^6$ rad/Vs. Wzmocnienie dzielnika nastawnego zmienia się od $K_N = 1/N = \frac{1}{5000}$ do $\frac{1}{5500}$, czyli $K_N = 200 \cdot 10^{-6}$ do $181{,}82 \cdot 10^{-6}$. Jeśli przyjmiemy $\xi = 1$, $f_w = 1$ kHz, $f_\beta = f_w/100 = 1000/100 = 10$ Hz $= 62{,}83$ rad/s, to $f_n = 0{,}4\, f_\beta = 4{,}03$ Hz $= 25{,}3$ rad/s. Wzmocnienie pętli $K_{max} = 99{,}8$/s, $K_{min} = 19{,}7$/s stąd $\tau_1 = \frac{19{,}7}{25{,}3^2} = 0{,}031$ s, $\tau_2 = R_2 C_1 = \frac{2{,}1}{25{,}3} = 0{,}079$s. Przyjmując $C = 2{,}7$ µF otrzymuje się $R_1 = 11{,}4$ kΩ, $R_2 = 33$ kΩ i sprawdza stabilność pętli:

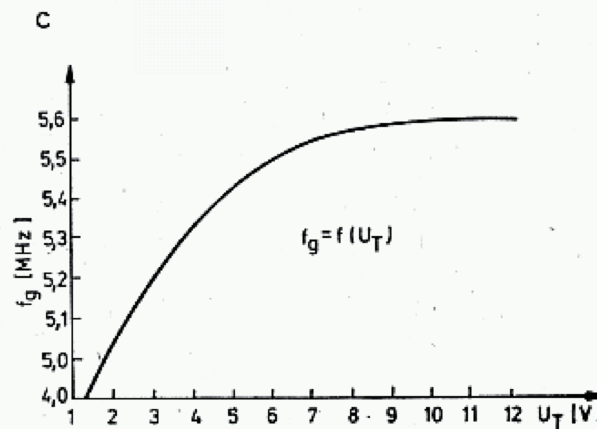
dla przyjętych wartości $R_1 = 12\ k\Omega$, $R_2 = 33\ k\Omega$. Na początku pasma $\tau_1 = 12 \cdot 10^3 \cdot 2{,}7 \cdot 10^{-6} =$ $= 0{,}032$ s, $\tau_2 = 0{,}0891$ s, $f_n = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{K_{max}}{\tau_1}} = 8.84$ Hz $= 55{,}6$ rad/s, $\xi = \frac{2\pi f_n \tau_2}{2} =$ $= \frac{55{,}6 \cdot 0{,}0891}{2} = 2{,}47 > 0{,}7$ a więc pętla jest stabilna w przedziale od 5,0 do 5,5 MHz.



5.95. Układ PF 5,0—5,5 MHz z krokiem co 1 kHz

a — układ pętli, b — charakterystyka detektora fazy CO4046, c — charakterystyka VCO





5.2.8 Szumy fazowe PF

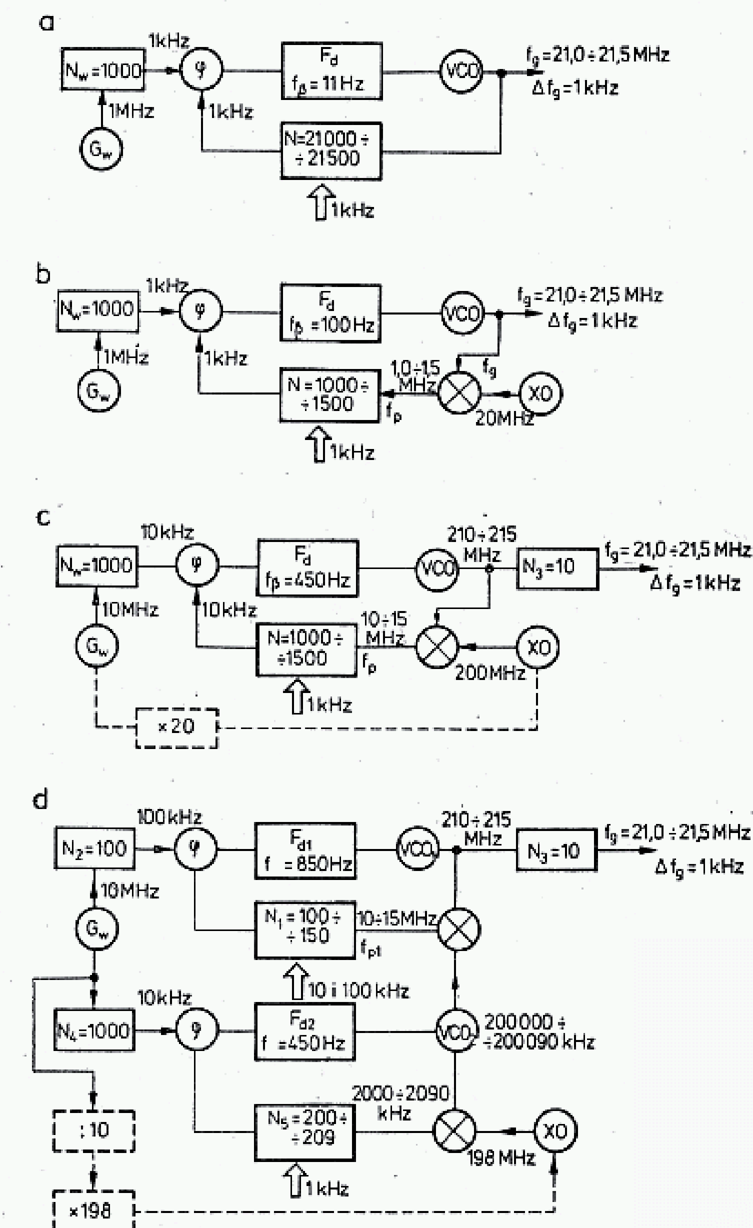
Szumy fazowe generatorów opisano szczegółowo w rozdziale 4.3. Szumy fazowe oscylatora VCO pracującego w generatorze z PF w zakresie pasma przepuszczanego przez filtr F_d są na poziomie szumów generatora wzorcowego G_w i dlatego generatory te powinny być szczególnie mało szumne. Jeśli w pętli fazowej występuje dzielnik przez N, to szumy fazowe generatora G_w przeniesione pętlą VCO powodują N-krotnie większe szumy VCO. Wady tej nie mają generatory PF z mieszaniem.

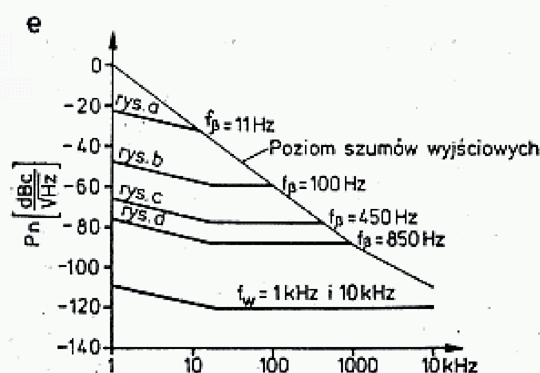
Dla zmniejszenia szumów VCO w układzie z dzielnikiem należy zawęzić pasmo f_β, lecz z tym wiąże się wydłużenie czasu synchronizacji, albo zastosować w generatorze G_w oscylator XO_w na znacznie większej częstotliwości (1÷20 MHz) i jego częstotliwość podzielić N_w razy otrzymując na wyjściu f_w. W tym przypadku, jeśli pominąć szumy elementów dzielnika, szumy G_w na częstotliwości f_w są mniejsze o 20 lg N_w w stosunku do szumów XO_w. Jeśli teraz dobrać dzielniki tak, by podział częstotliwości w PF przez N (rys. 5.96b) i podział N_w w generatorze G_w były takie same, to szumy VCO zbliżą się do szumów XO_w. Z tego wynika, że częstotliwość XO_w powinna być równa f_g, a w układach z mieszaniem i dzieleniem, równa f'_p.

Układ z rys. 5.96a ma dzielnik nastawiany co 1 kHz w przedziale $N = 21\,000$ do 21 500. Generator wzorcowy ma $f_{xow} = 1$ MHz dzieloną przez $N_w = 1000$.

Wypadkowe szumy VCO są 21 500:1000 = 21,5 razy większe niż szumy XO_w. Układ ten przy f_w = 1 kHz wymaga filtru z f_β = 11 Hz.

Na rysunku 5.96b zastosowano premikser o częstotliwości f_{XO} = 20 MHz. Może być on uzyskany przez powielenie XO_w o częstotliwości 1 MHz lub odwrotnie, XO może mieć częstotliwość 20 MHz, a XO_w uzyskiwany przez podział wstępny przez 10. Ponieważ w przykładzie tym w pętli fazowej N = 1000 do 1500, a N_w = = 1000, więc szumy fazowe VCO będą na poziomie szumów XO_w. Pozwala to na rozszerzenie pasma filtru.





5.96. Układy syntezatorów zmniejszające szumy fazowe

a — konwencjonalny z dzielnikiem,
b — z mieszaniem i dzielnikiem,
c — z mieszaniem, dzielnikiem i zwiększoną częstotliwością,
d — z podwójną pętlą i zwiększoną częstotliwością,
e — charakterystyki szumowe pokazanego na rys. 5.95 układu PF

Na rysunku 5.96c pokazano układ podobny do poprzedniego, z tym że częstotliwość generatora VCO jest 10-razy większa. Jest ona następnie dzielona przez $N_3 = 10$. Pozwala to na zwiększenie f_w do 10 kHz, f_β do 450 Hz, uzyskując tym samym lepsze warunki synchronizacji i obniżenie szumów o 20 lgN_3 = 20 dB. Istnieje jednak granica obniżania szumów fazowych na tej drodze. Są nimi szumy progowe elementów aktywnych, które wynoszą dla układów typu MOS około 120 dBc $\sqrt{\text{Hz}}$, a dla układów typu TTL i ECL około 140 dBc $\sqrt{\text{Hz}}$[1].

W nowoczesnych transiwerach spotyka się strojenie krokami (inkrementami) co 100 Hz, a nawet co 10 Hz. Uzyskuje się to w układzie z kilkoma pomocniczymi PF przez przeniesienie częstotliwości VCO w zakres UKF, strojenie krokami co 1 kHz, a następnie przez obniżenie częstotliwości VCO przez dzielenie jej przez $N_3 = 10$ lub 100. W innych wersjach PF stosowane są mieszacze i dzielniki, jak np. na rys. 5.96d.

Moc szumów fazowych może być orientacyjnie określona dla pasma 1 Hz z zależności [50]:

$$P_n = 20\lg\frac{2\sqrt{2}\cdot U_{Tn}\cdot K_g}{8\pi\cdot\Delta f_n} = 20\lg\frac{U_{Tn}\cdot K_g}{\Delta f_n} - 19\ \text{dBc} \tag{5.29}$$

gdzie: Δf_n — częstotliwość szumów lub sygnału w linii sterującej VCO,
U_{Tn} — skuteczna wartość napięcia szumów w linii sterującej VCO,
K_g — czułość VCO.

Przykład: Czułość VCO wynosi $K_g = 6{,}28\cdot 10^5$ rad/Vs, szumy w linii zasilającej VCO dla f_n = 1 kHz wynoszą $U_{Tn} = 100$ μV. Stąd poziom szumów na częstotliwości, $f_0 \pm 1$ kHz wynosi $P_n = 20\lg\frac{10^{-4}\cdot 6{,}28\cdot 10^5}{10^3} - 19 = -43$ dBc.

Na rysunku 5.96e zestawiono charakterystyki szumowe czterech wyżej pokazanych układów pętli fazowej.

5.2.9 Cyfrowa stabilizacja częstotliwości DAFC

Sygnał błędu, korygujący częstotliwość VCO, można uzyskać także korzystając z układu pomiaru częstotliwości (skali cyfrowej) jaki stosowany jest w większości nowoczesnych transiwerów [60]. Skala cyfrowa ma najczęściej rozdzielczość 100 Hz, lecz po ostatniej dekadzie liczącej skali występuje jeszcze jeden dzielnik (7490 lub 7493), zapobiegający migotaniu ostatniej cyfry.

Jeśli przez f_{ow} oznaczyć żądaną częstotliwość pracy, to przy częstotliwości pośredniej f_p heterodyna (VCO) powinna mieć częstotliwość $f_{gw} = f_{ow} \pm f_p$. Częstotliwości f_{gw} odpowiada w ostatnim liczniku cyfra o wartości C_w. Jeśli teraz VCO wykazuje powolny dryft, to w następnym cyklu zliczania licznik zmierzy częstotliwość $f_g \neq f_{gw}$, a ostatnia cyfra przyjmie wartość $C_g \neq C_w$, zaś cyfry o większej wadze (100 Hz, 1 kHz itd.) nie ulegną zmianie. Wartości cyfr C_g i C_w doprowadza

[1] Moc szumów w pasmie 1 Hz podawana jest w dB/Hz lub dBc, zaś skuteczna wartość napięcia szumów podawana jest w dB/$\sqrt{\text{Hz}}$ lub dBc$\sqrt{\text{Hz}}$.

się do komparatora cyfrowego, na którego wyjściu otrzymuje się sygnał błędu u_d korygujący nieznacznie częstotliwość VCO. Napięcie błędu u_d może przyjmować wartości dodatnie, ujemne i zero, w zależności od tego, czy C_g jest większe, mniejsze lub równe C_w. Układ taki realizuje się automatyczną cyfrową korektą częstotliwości (ang.: *digital automatic frequency correction — DAFC*).

Przykład: f_{ow} = 144 234,4 kHz, f_p = 9 MHz, więc f_{gw} = 135 234, 4 kHz. Załóżmy, że ostatni licznik jest dekadą i że w ciągu 1/10 s zliczył on 13 523 443 impulsy, a więc ostatnia cyfra $C_w = 3$.

Jeśli w czasie następnego cyklu zliczania ostatni licznik przyjmie wartość $C_g = 4$, oznaczać to będzie powolne zwiększanie się częstotliwości f_g.

Gdyby kolejny pomiar dał $C_g = 2$, oznaczałoby to powolne zmniejszanie się częstotliwości. Jednostkowej różnicy ostatniego licznika odpowiada krok 10 Hz. Jeśli ostatnim licznikiem jest dzielnik binarny (7493), to krok wynosi 6,25 Hz. Istnieją dwie metody z ustalania cyfry C_w Metoda prostsza przyjmuje za C_w wartość stałą, równą połowie pojemności ostatniego licznika a więc $C_w = 5$ w liczniku dekadowym lub $C_w = 8$ w binarnym.

W czasie przestrajania transiwera generator VCO nastawia się na wybraną częstotliwość z dokładnością do setek herców, a układ DAFC utrzymuje ją dalej z dokładnością ±10 Hz wokół wartości 0,05 kHz (±6,25 Hz przy liczniku binarnym), to znaczy, że w podanym przykładzie będzie f_0 = 144 234,45 ± 0,01 kHz. W metodzie drugiej, bardziej skomplikowanej, po przestrojeniu VCO mierzy się jego częstotliwość i ostatnią cyfrę z pomiaru jako C_w, zapisuje do pamięci cyfrowej. Układ DAFC porównuje następnie aktualny stan licznika C_g z cyfrą zapisaną w pamięci. W metodzie tej C_w może przyjmować dowolne wartości w zakresie od 0 do 9 (0 do 15). W obu metodach, w czasie przestrajania VCO, DAFC, oddziałując na VCO sprowadza cyfrę C_g do wzorcowej C_w, niezależnie od stanu liczników na miejscach o większych wagach, powstaje więc raster częstotliwości stabilizowanych o kroku 10 Hz (6.25 Hz).

W metodzie pierwszej będzie to np.: 144 234,45 kHz i dalsze z końcówkami ..., 55, ..., 65, ..., 75 kHz itd. Dla uniknięcia zjawiska mruczenia (ang. *mumble*) na częstotliwości VCO po komparatorze stosuje się integrator o dużej stałej czasu (100 do 1000 s), który po zakończeniu przestrajania generatora VCO powoduje reakcję DAFC tylko na powolny dryft VCO, a nie na chwilowe szumy i zakłócenia.

W praktyce zamiast generatora VCO przestrajanego wieloobrotowym potencjometrem często stosuje się bardzo stabilne oscylatory VFO z waraktorem słabo sprzężonym, gdyż DAFC wymaga tylko niewielkiego zakresu przestrajania częstotliwości. Warunkiem poprawnej pracy DAFC jest bardzo mały dryft VFO, bowiem w przeciwnym przypadku częstotliwość VFO będzie samodzielnie przeskakiwała na kolejne stabilizowane częstotliwości rastrowe. Stabilność częstotliwości VFO z układem DAFC odpowiada stabilności generatora zastosowanego w zegarze licznika otwierającego bramkę. W urządzeniach UKF stosuje się układy premikserowe pozwalające na zmniejszenie częstotliwości VFO do zakresu działania liczników TTL i CMOS. W przypadku N-krotnego powielania częstotliwości VFO następuje także N-krotne powiększenie kroku rastra.

5.3 Przykłady układów syntezerów

5.3.1 Syntezator z generatorem rastrowym i dwoma PF

W Funkamateur 12/1979 R. Nitzschner opisuje transiwer KF z pętlą fazową (rys. 5.97). Zastosowano w nim następujące ciekawe rozwiązania.

Podstawowy generator VCO I (16) pracuje w zakresie 12,5 do 38 MHz pokrywając pasma 3,5 do 28 MHz przy $f_p = 9$ MHz. Na poszczególnych pasmach VCO I ma przełączaną cewkę L_3 i trymer C_{T3}. Zakres chwytania PF w VCO I wynosi 130 kHz i dlatego częstotliwość środkowa f_{g0} jest zmieniana wraz z przestrajaniem VFO w zakresie 5,0 do 5,5 MHz (12), za pomocą dodatkowego detektora częstotliwości (13) z obwodem odniesienia $f_r = 5{,}25$ MHz. Zakres trzymania przekracza 500 kHz.

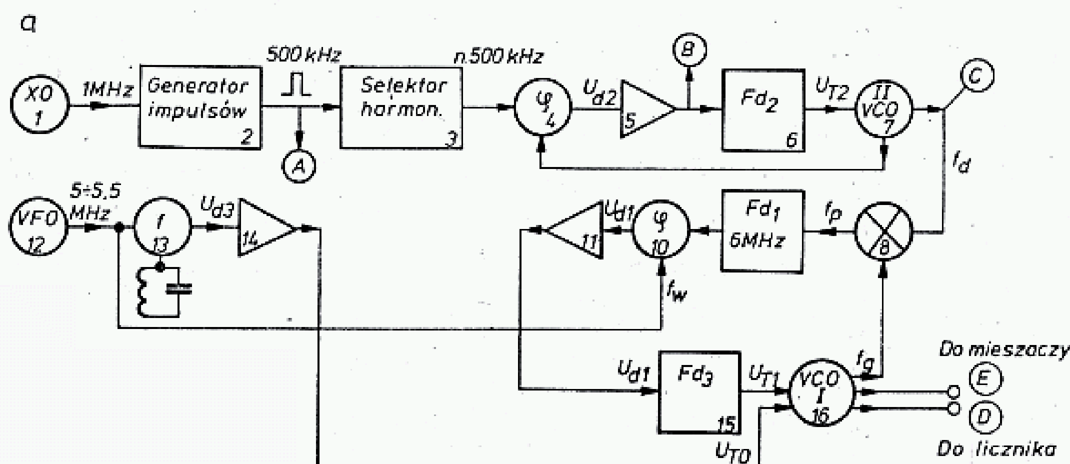
Sygnałem wzorcowym dla detektora fazy (10) synchronizującego PF i VCOI jest VFO (12). Sygnał generatora f_g analizowany w PF otrzymywany jest w wyniku mieszania f_g VCO I (16) i f_d VCO II (7). Sygnał różnicowy 5,0÷5,5 MHz przechodzi przez filtr F_{d1} (9). Sygnał dodatkowy f_d wytwarza VCOII(7) w zakresie 18 do 43 MHz zgodnie z zależnością $f_d = f_g + f_{VFO}$.

Sygnał dodatkowy jest synchronizowany PF II (4, 5, 6, 7), dla której częstotliwość wzorcową wytwarza generator rastrowy (1, 2, 3).

Generator rastrowy z prążkami co 500 kHz pracuje na bazie oscylatora kwarcowego 1 MHz lub 500 kHz (*1*), po którym występuje synchronizowany generator impulsowy (*2*). Odpowiedni prążek wybiera się obwodem L_1, C_{T1} (*3*) i doprowadza do detektora fazy (*4*). Sygnał błędu U_{d2} jest wzmacniany wzmacniaczem różnicowym (*5*) pracującym na tranzystorze *T4* i *T5*, po którym występuje filtr (*6*). Sygnał błędu synchronizuje VCO II (*7*), który ma przełączanie L_2 i C_{T2} w zależności od zakresu. Podobne rozwiązanie zastosował SP7BJI [51].

Detektor fazy (*10*) wykonany jest na układzie scalonym US2 A220 (TBA120), detektor częstotliwości (*13*) na układzie scalonym US3, także A 220, z obwodem odniesienia. Wzmacniacze sygnałów błędu są wykonane na podwójnym tranzystorze polowym SMY51 (*11*, *14*) po którym następuje filtr bierny dolnoprzepustowy (*15*).

Potencjometr P_1 służy do ustawienia zakresu zmiany wstępnej polaryzacji



5.97. Układ PF wg DM2EDL dla zakresu KF z $f_p = 9$ MHz
a — schemat blokowy, b — schemat szczegółowy

b

warikapu BA125, tak by częstotliwości środkowa ustawiana przełączanym obwodem L_3, C_{T3} podążała za VFO, co ułatwia synchronizację.

Przeznaczenie wyjść: wyjście *A* może służyć do dalszej synchronizacji BFO, *B* — do wskazania przy pomocy LED stanu zsynchronizowania generatora rastrowego, *C* — synchronizacji innych, PF, *D* — licznik częstotliwości — skala cyfrowa, *E* — jako sygnał heterodyny doprowadzany do mieszacza transiwera. Na schemacie wprowadzono następujące oznaczenia: *Dl* — dławik 10 μH, C_b = 100 nF. Adaptacja generatora PF dla pasma UKF polega na:

a) wykorzystaniu sygnału $f_g = 37 \div 39$ MHz dla pierwszej pośredniej $28 \div 30$ MHz przy stałym *XO* = 116 MHz, lub

b) podniesieniu f_d do $130 \div 132$ MHz i synchronizowania VCO I na $135 \div 137$ MHz przy pierwszej pośredniej 9 MHz i zastąpieniu mieszacza MA3006 (f_{max} = = 120 MHz) przez UL 1042N.

5.3.2 Syntezer do urządzeń 144 MHz (wg DK10F)

W urządzeniach UKF średniej klasy analiza częstotliwości VCO przeprowadzana jest najczęściej po jej zmniejszeniu na drodze mieszania. Tego rodzaju syntezery opisane są w kilku publikacjach radioamatorskich, z czego wybrano jako przykład opracowanie DK10F [52] oraz jego adaptację dokonaną przez L. Fischera DM2ARE[1)], w której zastosował łatwiejsze do uzyskania elementy półprzewodnikowe.

Na rysunku 5.98a pokazano schemat blokowy syntezera. VCO może być przestrajany w pasmie 2 MHz bez przełączenia, natomiast dla VCO przyjęto zakres przestrajania 500 kHz, co wymaga stosowania XO z czterema przełączanymi częstotliwościami. Układ taki znajduje uzasadnienie, gdyż dobre VFO o małym zakresie przestrajania jest łatwiejsze do wykonania i lepiej się przestraja, uzyskując mniej kHz na jeden obrót gałki. Poza tym w pasmie 144 MHz poszczególne rodzaje pracy są rozłożone w różnych odcinkach pasma, przy czym praca DX-owa CW i SSB odbywa się głównie w odcinku 144,0 do 144,5 MHz.

Syntezer jest przewidziany do pracy w transiwerze z przemianą częstotliwości, w której pierwsza pośrednia f_p = 9 MHz lub 10,7 MHz. Narzuca to częstotliwość generatora VCO odpowiednio: $f_g = 135 \div 137$ MHz lub $133{,}3 \div 135{,}3$ MHz. Częstotliwość VFO należy dobrać tak, by jej harmoniczne nie wypadały na częstotliwości pośredniej. Dla p.cz. = 9 MHz przyjmuje się częstotliwość VFO $5 \div 5{,}5$ MHz, zaś dla cz.p. 10,7 MHz, dla uniknięcia częstotliwości 5.35 MHz, której druga harmoniczna wejdzie na p.cz., stosuje się generator VFO $4{,}0 \div 4{,}5$ MHz. Wynikają z tego częstotliwości oscylatora XO: 130,0 MHz, 130,5 MHz, 131,0 MHz i 131,5 MHz przy VFO $5 \div 5{,}6$ MHz oraz 129,3, 129,8, 130,3 i 130,8 MHz przy VFO $4{,}0 \div 4{,}5$ MHz. Wymienione częstotliwości XO uzyskuje się z generatora kwarcowego po odpowiednim powieleniu częstotliwości.

Generator VFO może być wykonany na bazie oscylatora LC z płynnym

---

1) Funkamateur 5 i 6/1978 r.: *Volltransistoriesierter CW/SSB Transceiver für UKW.*

przestrajaniem lub jako drugi syntezer z krokami 25 kHz (80 kanałów w paśmie 144 MHz) albo przestrajany cyfrowo z krokami co 100 Hz lub co 10 Hz.

Na rysunku 5.98b pokazano schemat szczegółowy syntezera. Składa się on z 5 oddzielnie wykonanych i zaekranowanych zespołów.

Zespół 1 zawiera 4 generatory pracujące na rezonatorach overtonowych w oprawkach HC6U o częstotliwościach 65,0—65,25—65,50—65,75 MHz. Po dołączeniu napięcia zasilania na $U_{z1} = 12$ V łączy się jeden z punktów sterowania P_s z masą uzyskując oscylacje wybranego oscylatora XO. Prawidłowe oscylacje wystąpią, jeśli obwód drenu złożony z L_2, C_{11} i warikapu BA149 będzie w rezonansie. Obwód ten stroi się podając na P_{s5} przez $R = 1$ kΩ napięcie dodatnie +5 do +10 V. Optymalne napięcie ustala się mierząc prąd między poszczególnymi $P_{s\,1-4}$ i masą. Stroi się na maksimum prądu.

Przy przełączaniu zakresów ($P_{s\,1-4}$) jednocześnie należy przełączyć napięcie dla warikapu. Napięcia te pobiera się z czterech potencjometrów nastawnych włączonych między +12 V i masę.

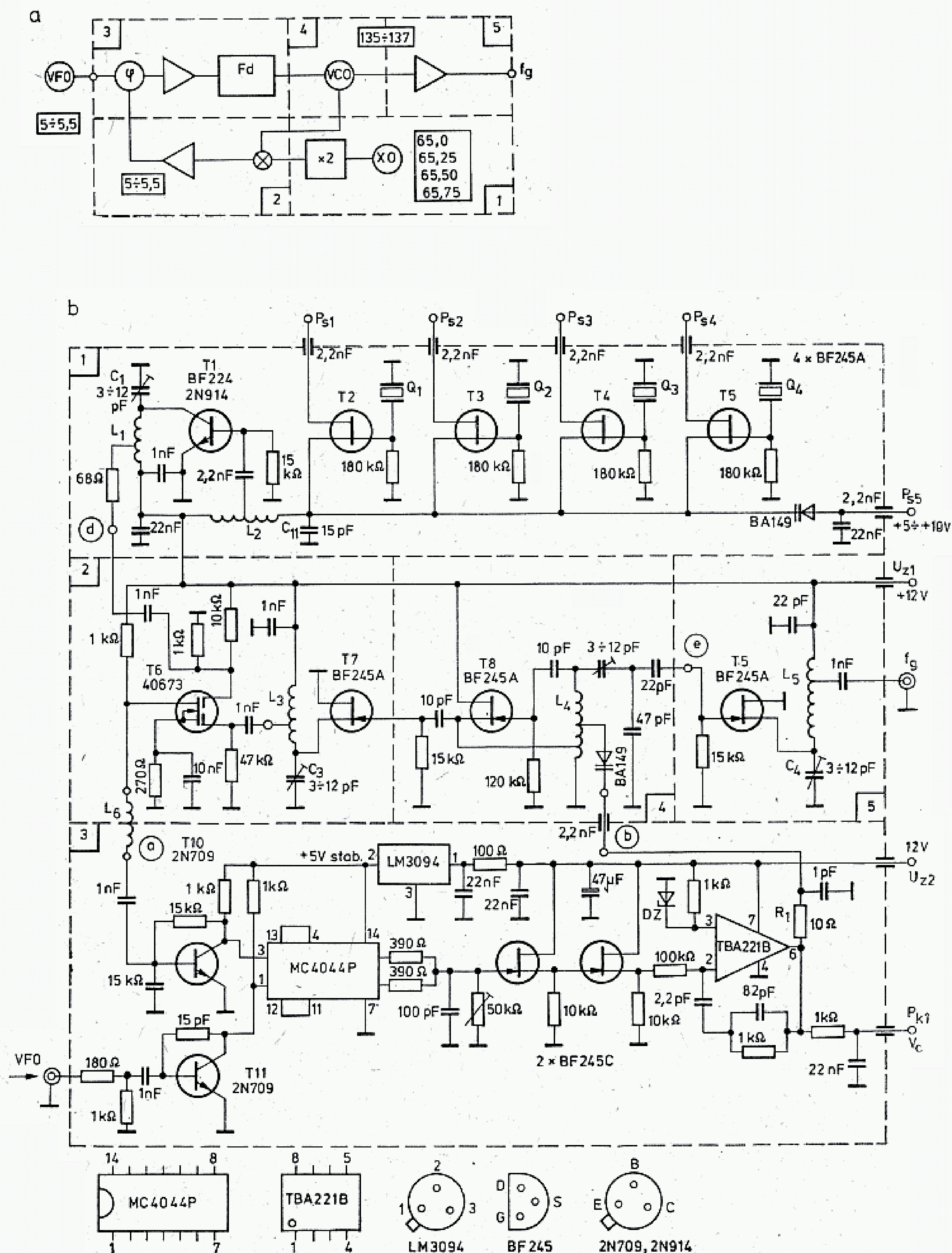
Po zestrojeniu oscylatorów XO dostraja się podwajacz pracujący na tranzystorze *T1* przy pomocy L_1 i C_1 mierząc napięcie w.cz. po rezystorze 68 Ω.

Zespoły 4 i 5. Ustawienie oscylatora strojonego napięciem VCO rozpoczyna się od odłączenia diody Zenera D_z i rezystora 1 kΩ na wejściu (3) TBA 221B (zespół 3) oraz odłączenia wyjścia (6) od rezystora $R_1 = 10$ Ω. Na punkt kontrolny P_{k1} podaje się napięcie U_c regulowane $0 \div 10$ V. Po ustawieniu napięcia $U_c = 6$ V stroi się trymerem C_2 i cewką L_4 oscylator VCO (*T8*) na środek pasmo pracy (np. 136 MHz. Trymerem C_4 i cewką L_5 dostraja się obwód wzmacniacza na największe napięcie na wyjściu f_g. To samo robi się z obwodem $L_3 C_3$ drugiego wzmacniacza. Dostrojenie do rezonansu kontroluje się sondą w.cz.

Zespół 3. Należy dołączyć napięcie +12 V na U_{s2}, przy pracujących oscylatorach XO i VCO. Woltomierzem (10 V) mierzy się napięcie na rezystorze 10 kΩ w źródle (*T13*). Przy zmianie napięcia U_c polaryzującego warikapu VCO (PK_1) przy pewnej jego wartości występuje gwałtowny skok napięcia na źródle (*T13*) od U_2 do U_1, przy czym różnica $U_2 - U_1 \cong 2$ V. Po przestrojeniu VFO lub przełączeniu XO napięcie U_c wywołujące skok U_2/U_1 powinno ulegać przesunięciu. Napięcie diody Zenera *DZ* i podawane na (3) w TBA 221B powinno wynosić $U_z = \frac{U_1 + U_2}{2}$ z dokładnością do ±0,5 V.

Wartość tego napięcia można w małych granicach zmieniać, zmieniając wartość rezystancji szeregowej (1 kΩ). Dioda ta powinna być mało szumiąca i pracować we właściwym punkcie charakterystyki. W przypadku znacznych szumów pochodzących od *DZ* można między *DZ* i p. 3 dołączyć filtr 1000 Ω + $0{,}1 \div 1$ μF. To samo dotyczy TBA 221B — powinien to być egzemplarz mało szumny.

Na końcu należy dołączać rezystor R_1 do p. 6 (TBA221B) i zmierzyć napięcie U_c na P_{k1}. Dla częstotliwości oscylatorów XO 65,0 MHz i VFO 5 MHz napięcie U_c powinno wynosić około 5 V, zaś na drugim końcu pasma $U_c = 8$ V. Dla kontroli pracy VCO w stanie zsynchronizowanym celowe jest zainstalowanie woltomierza mierzącego napięcie U_c, względnie dwóch diod LED, z których jedna powinna świecić



5.98. Syntezator do urządzenia UKF wg DK10F/DM2ARE

a — schemat blokowy, b — schemat rozwinięty wg DK10F, c — układy płytek do tego schematu, d — układ detektora fazy i filtru wg DM2ARE, e — wzmacniacz wyjściowy wg DM2ARE

c

100

65

Pt 101 Pt 102 Pt 103 Pt 104 Pt 105

T101 T102 T103 T104 T105

D101 Q101 Q102 Q103 Q104

180kΩ 180kΩ 180kΩ 180kΩ

22pF 22nF 22nF 22nF 3÷12pF 15kΩ 1nF 68Ω

DK 10F 001

+12V Pt 106 Pt 107 Pt 108 Pt 109

T106 T107 T108 T109 D102

47pF 22pF 3÷12pF 2,2nF 10pF 15kΩ 120kΩ 10pF 47kΩ 1kΩ 1nF 10nF 1kΩ 22pF 3÷12pF 15kΩ

100

40

+12V Pt 144 Pt 145 Pt 143 Pt 141 Pt 142

D141 T141 T142 T143 T144 US141 US143

22nF 10kΩ 2,2nF 10kΩ 100pF 390Ω 15pF 1nF 100kΩ 390Ω 15kΩ 47μF 1nF 10Ω 1kΩ 1kΩ 22nF 100Ω 1kΩ 1kΩ 15kΩ 22nF 2,2nF 1nF

DK10F 014

d

Mieszacz (a)

1nF 3kΩ 300 Ω 3kΩ 300 Ω

VFO 1nF

2 x SS108C

D274c D200

14 2 12 11 3 1 13 5 7 9 6

11 13 12 14 7

0,1μF 0,1μF

SF126C 50 Ω 1 kΩ 5V6

390 Ω 390 Ω 2 x SAY12

1÷3,5V G D S D S 150 pF 10 kΩ 10 kΩ

5÷7 V 100 kΩ 22nF

1 kΩ 1,5 kΩ 4,7 nF 6V2 0,1μF 220 pF

B109 5 4 11 8 10 6

1 kΩ 100 pF

10 Ω VCO (b) 1 nF

1 kΩ PK1 2,2 nF

+12V

e

+12V 10nF 1kΩ 100pF 5,25 MHz (a) 40÷100mV

18kΩ SF245 1nF 1nF

(c) VCO 300÷400mV

3,3 kΩ 1kΩ (d) X0 350÷60mV

f

(e) 22 Ω 330 Ω 1,8 kΩ 8,2 kΩ 3,3nF

27 Ω 20 pF 22 Ω 160 Ω

fg 1nF 27 Ω

+15V 4,7nF

przy $U_c > 5$ V, druga przy $U_c < 8$ V. W stanie zsynchronizowania świecą obie diody. W urządzeniu zastosowano warikapy BA149/8V2, lecz mogą być także BA110 lub inne mające 9pF/2V.

Dane cewek: D_w = 6 drutem CuAg1: L_1 – 7 zw, odczep 3/4 zw., L_2 — 9 zw., odczep $2^3/4$ zw., L_3 — 7 zw, odcz. $6^1/4$ zw., L_4 — 8 zw, odczep $1^3/4$ zw i $3^1/4$ zw., L_5 — 8 zw, odcz. $3^1/4$ zw., L_6 — dławik z rdzeniem 6 otworowym. Odczepy liczone są od zimnego końca. Całość zmontowana jest na dwóch płytkach z obwodami drukowanymi (rys. 5.98c) zamkniętych w pudełku wykonanym z laminatu lub blachy Ms1, o wymiarach 100 × 105 × 30 z wewnętrznymi przegrodami ekranującymi. Płytka pokazana na rys. 5.98e odpowiada wcześniejszej wersji, w której mieszacz (*T6*) był wykonany na tranzystorze BF245 z sygnałem XO na źródle (S) i VCO na bramce. W miejscu tym, zamiast tranzystora BF245 należy stosować fet dwubramkowy 40673 lub podobny, gdyż daje on większe wzmocnienie i lepiej steruje generator impulsowy (T10).

DM2ARE wprowadził zmiany pozwalające na stosowanie bardziej dostępnych elementów (rys. 5.98d) w tym:
— generatory impulsowe są zbudowane na SS108c w nieco odmiennym układzie,
— detektor fazy MC4044P zastąpiono detektorem złożonym z przerzutnika D 274 (UCY 7474N) oraz bramki 7400,
— wzmacniacz operacyjny TBA 221B w filtrze aktywnym zastąpiono przez B109, lecz tu będzie układ ULY7741-Cemi. Zwiększono także pojemność filtru zawężając tym samym pasmo przenoszenia.

5.3.3 Synzeter wg OK1DAP

Syntezer ten (rys. 5.99) przeznaczony do pracy w urządzeniach dla pasma 144 MHz opisany był w „Amatersky Zpravozdaj" 4 i 5/1976 oraz 4/1978. Jest to układ klasycznej pętli fazowej z mieszaniem. Oscylatory VCO generują w pobliżu 133—135 MHz jako heterodyna w układzie odbiorczym lub na częstotliwości 144—146 MHz w układzie nadawczym FM. W układzie nadawczym SSB częstotliwość VCO jest taka sama jak w czasie odbioru, a jej konkretna wartość zależy od przyjętej częstotliwości pośredniej. Sprawa ta była wyjaśniona w poprzednim przykładzie. Pokazane na rys. 5.99b i c dwa układy VCO I i VCO II niewiele się różnią. W obydwu po oscylatorze występuje separator, z którego wyjścia pobierany jest sygnał do dalszych stopni Tx i Rx. W układzie VCO I sygnał do analizy f_g pobierany jest po separatorze, zaś w VCO2 wprost z oscylatora. To drugie rozwiązanie jest nieco gorsze. Oscylator przy tak wielkiej częstotliwości musi być szczególnie starannie wykonany, obwody muszą mieć jak największą dobroć i być stabilne mechanicznie. Drgania mechaniczne przenoszące się z zewnątrz mogą powodować mikrofonowanie oscylatora, którego PF nie jest w stanie wyeliminować. Źródłem drgań może być transformator sieciowy, głośnik lub wentylator, zaś elementami drgającymi cewka, kondensatory, rezystory i mało sztywne połączenia lub obudowa. Zmiany pojemności o ułamki pF dają znaczne zmiany częstotliwości. Z tych powodów czasem zastępuje się cewki indukcyjnością w postaci odcinka sztywnego kabla koncentrycznego z izolacją teflonową (ang.: *semirigid cable*) [53, 54].

Na rysunku 5.99 pokazano układ, oznaczony w oryginale jako FA2-A. W układzie tym występuje oscylator XO zbudowany na rezonatorach overtonowych około 60 MHz lub 120 MHz. Do jednego obwodu LC można dołączyć kilka oscylatorów i włączać je podawaniem „+" na bazę odpowiedniego tranzystora. Sygnał XO, po przejściu przez filtr L_2C podawany jest przez 5,6 pF na bazę tranzystora mieszacza. Do tej samej bazy, przez 1 pF, doprowadzany jest, uprzednio wzmocniony, sygnał z VCO.

Na wyjściu mieszacza znajduje się filtr dolnoprzepustowy o częstotliwości granicznej około 7,5 MHz obciążony rezystancją wypadkową 1 kΩ. Wzmacniacz aperiodyczny pracujący na układzie 2N706 dostarcza sygnał $f_p = 5 \div 7$ MHz do detektora fazy.

Nieco odmienny układ zastosował OK1DCI w transiverze 80 kanałowym FM 80 (rys. 5.99e). Rezonatory są tam przełączane za pomocą diod BAW 76 (BACp 95, BA182). Przełączanie polega na łączeniu odpowiednich punktów z masą, co jest często wygodniejsze, niż łączenie z plusem. Oscylator pracuje z rezonatorami X_1, X_2 o częstotliwościach wynoszących około 14 MHz, obwód kolektorowy nastrojony na $3f$ steruje następny potrajacz na KF 173, którego obwód $L_2 + 18$ pF dostrojony jest do około 126 MHz. Mieszacz — wzmacniacz VCO, filtr dolnoprzepustowy i wzmacniacz f_p są podobne do tych z układu poprzedniego.

Na rysunku 6.99f pokazano najprostszy detektor koincydencyjny pracujący na bramkach NAND o oznaczeniu FA2 (p. poprzedni rozdział). Porównywane sygnały VFO i f_p są uprzednio wzmacniane i formowane na *T1* i *T2* w przebiegi prostokątne, a następnie podawane na detektor fazowy. Jedno z wyjść detektora fazowego dostarcza napięcia błędu u_d, które jest wzmacniane układem Darlingtona (*T3* i *T5*), przy jednoczesnym filtrowaniu układem RC: 10 kΩ i 1 nF oraz 100 Ω i 2 μF. Dalsze wyjścia detektora stale dostarczają impulsów, które są mnożone na bramce US 1c. Gdy układ jest w stanie synchronizacji, to wyjście US 1c ma stan niski, tranzystor *T5* nie przewodzi i dioda LED nie świeci. Gdy układ wypada z synchronizmu, to świeci LED, a wyjście „blokada" jest przez tranzystor *T5* zwierane do masy, co pozwala na zablokowanie pracy nadajnika przy niekontrolowane przez PF częstotliwości VCO.

Na rysunku 5.99g pokazano pełny układ PF z detektorem pracującym na układzie scalonym MAA661. Przełączanie XO, pracującego na rezonatorach o częstotliwości około 8 MHz, odbywa się za pośrednictwem tranzystorów zamiast diod. Tranzystory w stanie nasycenia stanowią niewielką rezystancję. Sygnał z oscylatora (*T2*) jest powielany w układzie tranzystora *T3* 9-krotnie (do 71,5 MHz), a następnie w układzie z tranzystorem — *T4* podwajany do 143,4 MHz. Tę część układu można uprościć, jeśli zastosowane zostaną rezonatory na około 36 MHz lub 48 MHz, gdyż zmniejszy się stopień powielania.

Oscylator VCO (*T7*) pracuje w zakresie 150,670 ÷ 152,670 MHz i po separacji (*T6*) sygnał f_g dochodzi do mieszacza pracującego na tranzystorze dwubramkowym *T5*. Na wyjściu otrzymuje się częstotliwość pośrednią f_p = 8570—9570 kHz, którą, po odfiltrowaniu doprowadza się do detektora fazy/częstotliwości w układzie pracującym na MAA661. Sygnał f_p jest porównywany z sygnałem z VFO przestrajanym w zakresie 8,5 do 9,5 MHz. Na wyjściu detektora otrzymuje się napięcie

a

VFO — φ — Fd — VCO — RX, TX — XO — U_b — U_T — f_p

b

VCO_1

KF125 — KA204 — L_1 — L_3 — 1,5pF — 15pF — 12pF — 1pF — 390pF — 3,3kΩ — 820Ω — 8,2kΩ — 100Ω — 82kΩ — 3,9kΩ — 1,5nF — U_T — $+U_b$

1zw ○ 5÷10mV/50Ω

1zw ○ f_g=133÷144MHz

c

VCO_2

KF173 — L_1 — L_2 — L_3 — 1,5pF — 12pF — 1kΩ — 10kΩ — 56kΩ — 10nF — 1pF — 100Ω — 5,6pF — 560pF — 10pF — 1kΩ — U_T — +12V — f_{g1}

1zw → RX

1zw → TX

f_g=133÷144MHz

d

KF125 — KF 125 — 2N 706 — FA2-A — VCO — X_1 — X_2 — t_1 — t_2 — L_1 — L_2 — L_3 — 8,2kΩ — 3,9kΩ — 47pF — 18pF — 390pF — 100pF — 0,5μ — 820Ω — 1pF — 100Ω — 47nF — 5,6pF — 22kΩ — 2,7kΩ — 1,5kΩ — 15kΩ — 12μ — 1nF — 0,5μH — 560Ω — 47Ω — +12V

128÷139 MHz

133÷144MHz

f_p 5÷7MHz

f_g

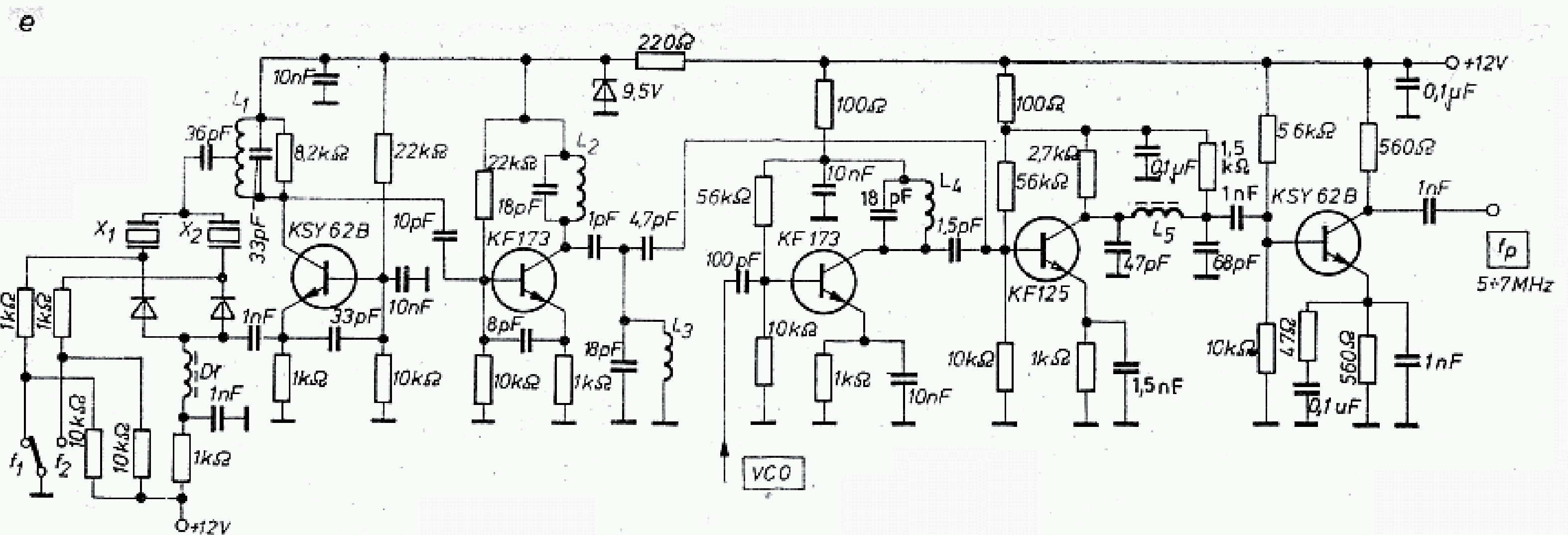
L_1, L_2, L_3 - 6zw, D_w = 3 DNE 0,4

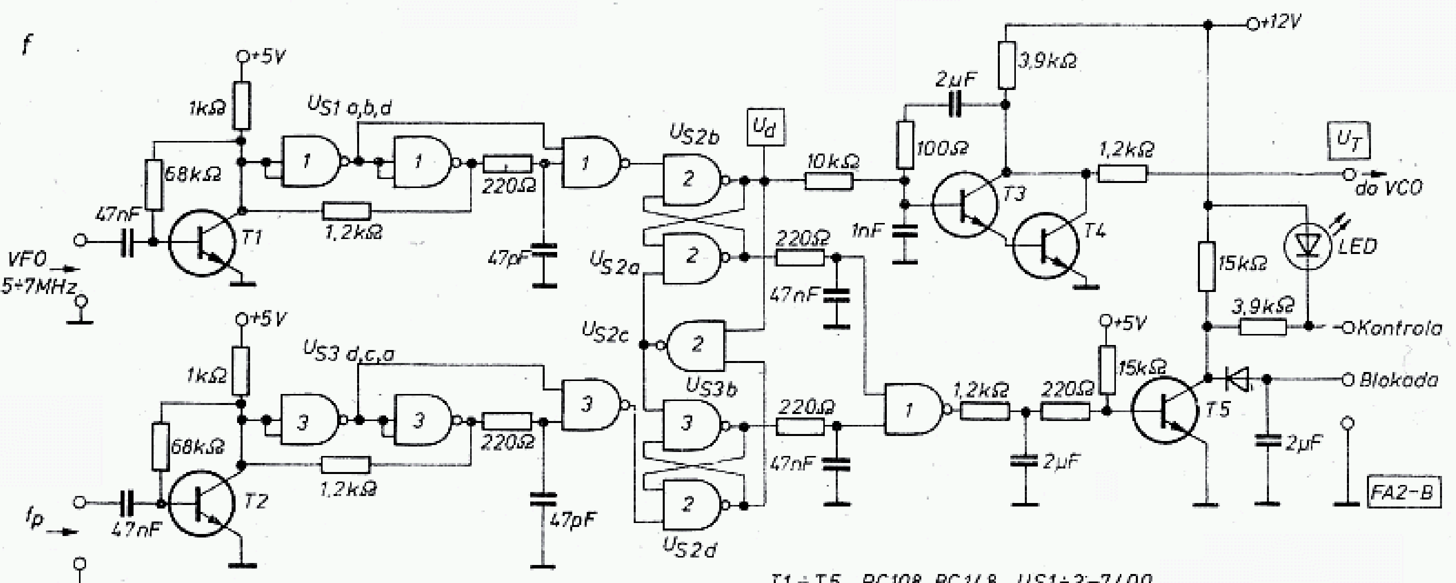
l=5

L_1, L_2, L_3 ≈ 62nH

x_1, x_2 - overtony 32 lub 42,6 MHz







5.99. Układ PF wg OK1DAP na pasmo 144 MHz

a — schemat blokowy b, c — dwa układy VCO, d, e — XO, mieszacz i wzmacniacz p.cz., f — detektor koincydencyjny działający na bramkach NAND,

g



5.99.

g — pełny układ PF z detektorem pracującym na MAA661

błędu u_b. Jest ono wzmacniane wzmacniaczem różnicowym (*T8* i *T9*) z filtrami o dużej stałości czasu.

W przypadku braku składowej stałej z detektora fazy, co ma miejsce przy braku synchronizacji, wzmacniacz różnicowy, dzięki sprzężeniu zwrotnemu przez 10 μF i 22 kΩ (2 μF + potencjometr 150 kΩ) ulega wzbudzeniu na małej częstotliwości, dając na wyjściu napięcie piłokształtne. Z chwilą, gdy napięcie to zmieni tak częstotliwość VCO, że synchronizacja nastąpi, to pojawia się składowa stała i wzbudzenie w obwodzie tranzystorów *T8* i *T9* zostaje przerwane. Napięcie błędu dodatkowo odfiltrowane przez 4,7 kΩ i 1 nF, jako U_T steruje waraktor BB105G w obwodzie VCO. Ponieważ sygnały f_w i f_p mają dużą częstotliwość, ich odfiltrowanie nie stanowi trudności. Zamiast układu MAA661 można zastosować układ TBA 120 lub UL1242.

5.3.4 Syntezer sterowany cyfrowo wg OK1DCI

Syntezer ten występuje w transiwerze FM80, opisanym przez OK1DCI na Seminarium VKV w Havirov (16—17.9.1978). Transiwer ten ma 80 kanałów z odstępem co 25 kHz w pasmie 144—146 MHz i jest przeznaczony do pracy FM. Układ blokowy FM80 pokazano na rys. 5.100a. Od sygnału VCO 133,3—135,3 MHz odejmowany jest sygnał heterodyny 128,3 MHz dając na wyjściu f_p = 5—7 MHz. Sygnał ten jest następnie dzielony dzielnikiem nastawnym na 3×7490 w stosunku 200÷280 dając na wyjściu f_s = 25 kHz (rys. 5.100c). Sygnał odniesienia f_w = 25 kHz otrzymywany jest z kwarcu 1 MHz po podzieleniu przez 40 (rys. 5.100b). Oba sygnały doprowadzane są do detektora fazy na układzie 7474 (przerzutnik D), a wychodzący sygnał błędu jest wzmocniony w układzie Darlingtona pracującego na tranzystorach 2×BC108. Ze względu na małą f_w = 25 kHz filtr napięcia błędu zawiera większe pojemności. Generator VCO jest taki sam jak na rys. 5.99c.

W opisywanym syntezerze na uwagę zasługuje stosowanie bramek formujących sygnał XO (rys. 5.100b) przed dzielnikiem (7490), co znacznie poprawia pewność jego działania, a także układu formującego sygnał pośredniej częstotliwości f_p na trzech bramkach NAND (rys. 5.100c). Sygnał f_p jest dzielony na trzech licznikach 7490. Stany wyjść tych liczników są podawane na wspólną szynę przez 8 tranzystorów sterowanych przełącznikami nastawnymi. Działanie tego układu, oznaczonego jako FA3 jest opisane obszernie przez OK1DAP w Radio Zprawodaj 6/1977.

Napięcie na wspólnej szynie kolektorowej jest w stanie H i bramka *2* na wyjściu *3* ma stan L. Po nastawieniu grupy przełączników na dowolną liczbę (np. 24) to jest włączając b_2 i c_1 powoduje przewodzenie odpowiednich tranzystorów i zmianę stanu szyny kolektorowej na L. Stan H pojawi się na szynie z chwilą, gdy na liczniku pierwszym wyjście 8 będzie w stanie H, w liczniku drugim wyjście 9 będzie w stanie H i w liczniku trzecim wyjście 9 będzie w stanie H. Stanie się to z chwilą wejścia 224 impulsu z f_p do liczników. Liczniki zostaną wyzerowane, a na wyjściu pojawi się sygnał o częstotliwości zbliżonej do 25 kHz. Sygnał ten porównywany w detektorze z f_w = 25 kHz wytworzy sygnał błędu U_T, który odpowiednio przestroi generator VCO.

W nowocześniejszych rozwiązaniach zamiast 7490 i tranzystorów stosuje się liczniki nastawne 74192 lub 74196, które mają prostszy układ ustawiania. Dzielniki na żądaną liczbę podziału N można ustawiać zespołem przełączników A lub B co pozwala na uzyskiwanie dwóch różnych częstotliwości — jednej przy nadawaniu, drugiej przy odbiorze lub w innej kombinacji.

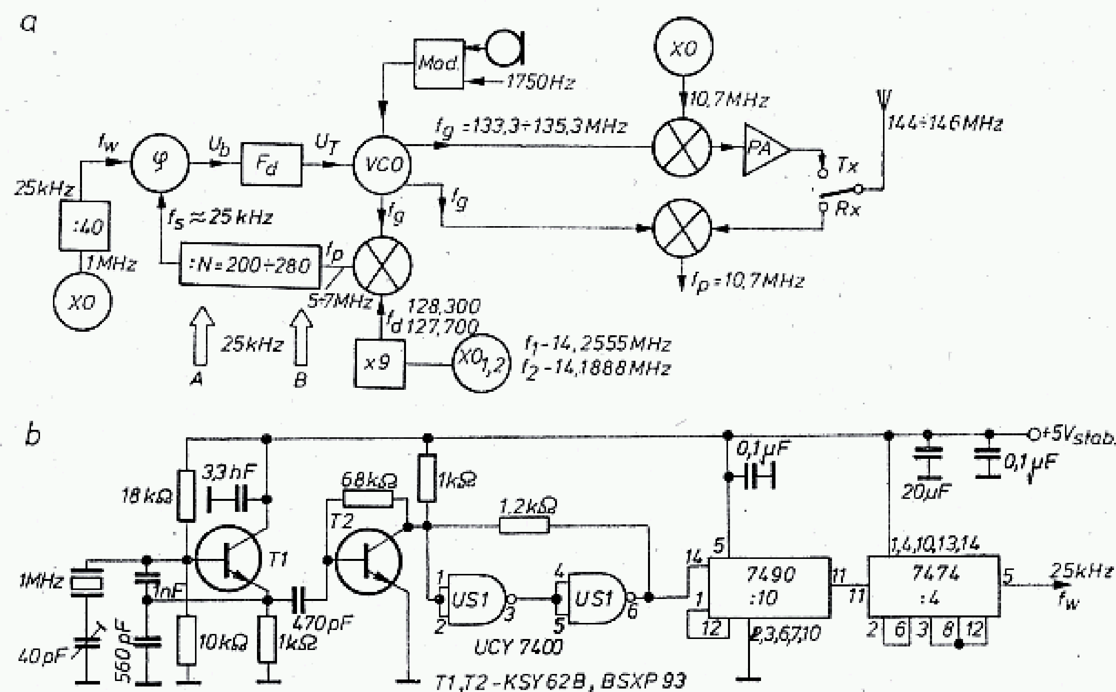
5.3.5 Syntezer UKF FM wg SP5DF

Syntezer ten (rys. 5.101) opisano w Radioelektroniku 3/1981 wraz z pełnym układem radiotelefonu i płytkami obwodów drukowanych. Układ blokowy jest podobny do układu OK1DCI, z tym, że VCO pracuje na częstotliwości 33,30÷33,95 MHz i częstotliwość ta jest powielana ×4 w układzie 3 tranzystorów BF173, a następnie mieszana z 10,7 MHz lub 10,1 MHz, przy pracy dwukanałowej przez przemienniki. Generator wzorcowy stosuje podział częstotliwości XO = 1 MHz przez 640 i dostarcza f_w = 1562,5 Hz do detektora fazy 7474 podobnego jak w układzie 0K1DCI.

Sygnał VCO po separacji i podniesieniu do poziomu TTL jest dzielony przez 2 w układzie US6 i do kaskady liczników *US7—US10* na UCY74192 i 74193 dochodzi sygnał około 16,7 MHz. Jest on dzielony następnie przez N = 10713 do 10812, w zależności od nastawienia przełączników na wejściach *US7* i *US8*. Układ ten pozwala na pokrycie pasma 144,612 do 145,850 w 100 kanałach z krokiem 12,5 kHz.

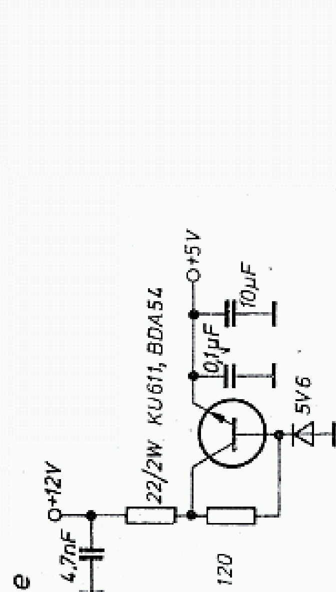
Liczniki *US9* i *US10* są zaprogramowane na stałe na liczbę 13. Jeśli licznik *US9* jest nastawny, to zakres podziału można znacznie zwiększyć pokrywając całe pasmo 144÷146 MHz. Jest to jednak niecelowe, gdyż poniżej 144,6 MHz stacje FM nie powinny pracować.

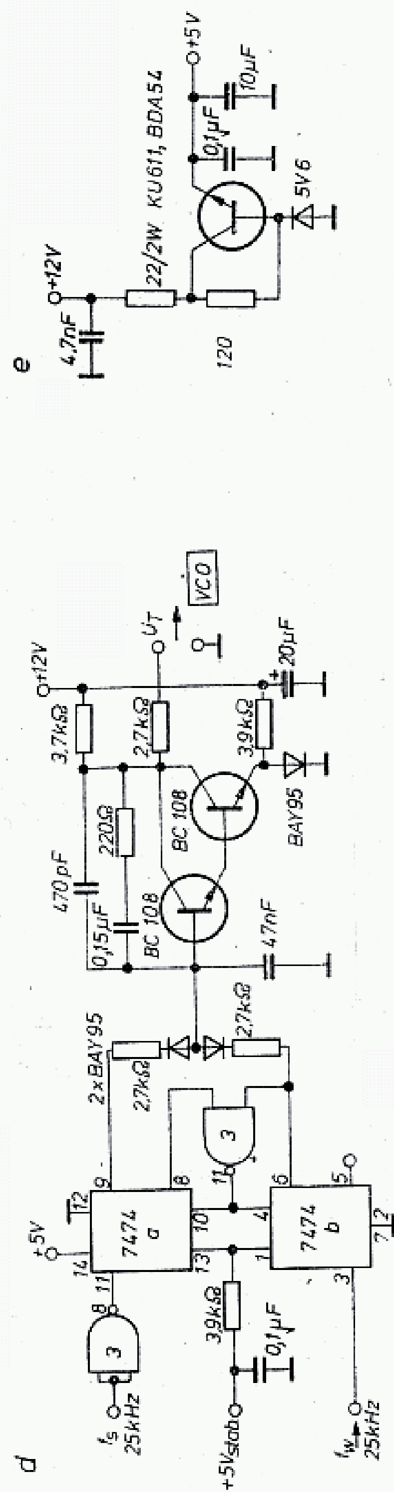
W układzie syntezera na uwagę zasługuje programator licznika z wyświetlaniem numeru kanału (rys. 5.101b). Programator ma dwa liczniki rewersyjne *US3*



5.100. Syntetazor w transiwerze kanałowym FM80 wg OK1DCI

a — schemat blokowy, b — generator sygnału odniesienia 25 kHz, c — dzielnik nastawny, d — detektor fazy, e — stabilizator 5 V


e
+12V
4,7nF
22/2W
KU611, BDA54
120
5V6
0,1μF
10μF
+5V


d
VCO
U_T
+12V
20μF
3,7kΩ
2,7kΩ
3,9kΩ
BC 108
BAY95
470pF
220Ω
0,15μF
47nF
2x BAY95
27kΩ
2,7kΩ
7474 a
7474 b
+5V
f_s 25kHz
+5V stab
3,9kΩ
0,1μF
f_w 25kHz

a

[0,42 A] 5 V

We mod. 50 mV

Wy ~33,6 MHz 0,5 V

[25mA] –24 V

1562,5 Hz

US1 UCY7490

US2 UCY7493

US3 UCY7493

US4a UCY7474

US4b

US5a UCY7400

US5b

US5c

US5d

US6b

US6d UCY74H74

US7 UCY74192

US8 UCY74192

US9 UCY74193

US10 UCY74193

US11 UL1202

US12 UL1202

T1 BFP520VI

T2 BSXP93

T3

T4

T5 BSXP93

D1 BZPG30C12

D3

D4

2 × BAP794

D5 BZP620C6V2

D6 CQYP40

D7 BB105

D8 BB105

L1

L2 10 μH/1 A

K1 1 MHz

Ekran z wierzchu płytki

GPN 33,30 ÷ 33,95 MHz

U_o

X

Jedności

Dziesiątki

A B C D

C_{31} ÷ 34

C_{35} ÷ 38

R_1 7,5 kΩ

R_2 15 kΩ

R_3 1,2 kΩ

R_4 680 Ω

R_5 20 kΩ

R_6 2,7 kΩ

R_7 220 Ω

R_8 2 kΩ

R_9 2 kΩ

R_{10} 2 kΩ

R_{11} 2 kΩ

R_{12} 33 kΩ

R_{13} 27 kΩ

R_{14} 10 kΩ

R_{15} 15 kΩ

R_{16} 91 kΩ

R_{17} 36 kΩ

R_{18} 6,8 kΩ

R_{19} 1,6 kΩ

R_{20} 2,7 kΩ

R_{21} 2,4 kΩ

R_{22} 560 Ω

R_{23} 560 Ω

R_{24} 510 Ω

R_{25} 750 Ω

R_{26} ÷ R_{29} 4 × 5 kΩ

R_{30} ÷ R_{33} 4 × 5 kΩ

R_{34} 1 kΩ

R_{35} 15 kΩ

R_{36} 1 kΩ

C_1 3÷12 pF

C_2 1,8 nF

C_3 470 pF

C_4 100 pF

C_{10} 120 pF

C_{11} 1 μF-N

C_{12} 4,7 nF

C_{13} 12 pF

C_{14} 43 pF

C_{15} 22 pF

C_{17} 68 pF

C_{18} 4,7 nF

C_{19} 4,7 nF

C_{20} 100 pF

C_{21} 100 pF

C_{23} 100 μF

C_{29} 220 μF

C_{42} 22 nF

C_{44} 24 pF

C_{45} 4,7 μF

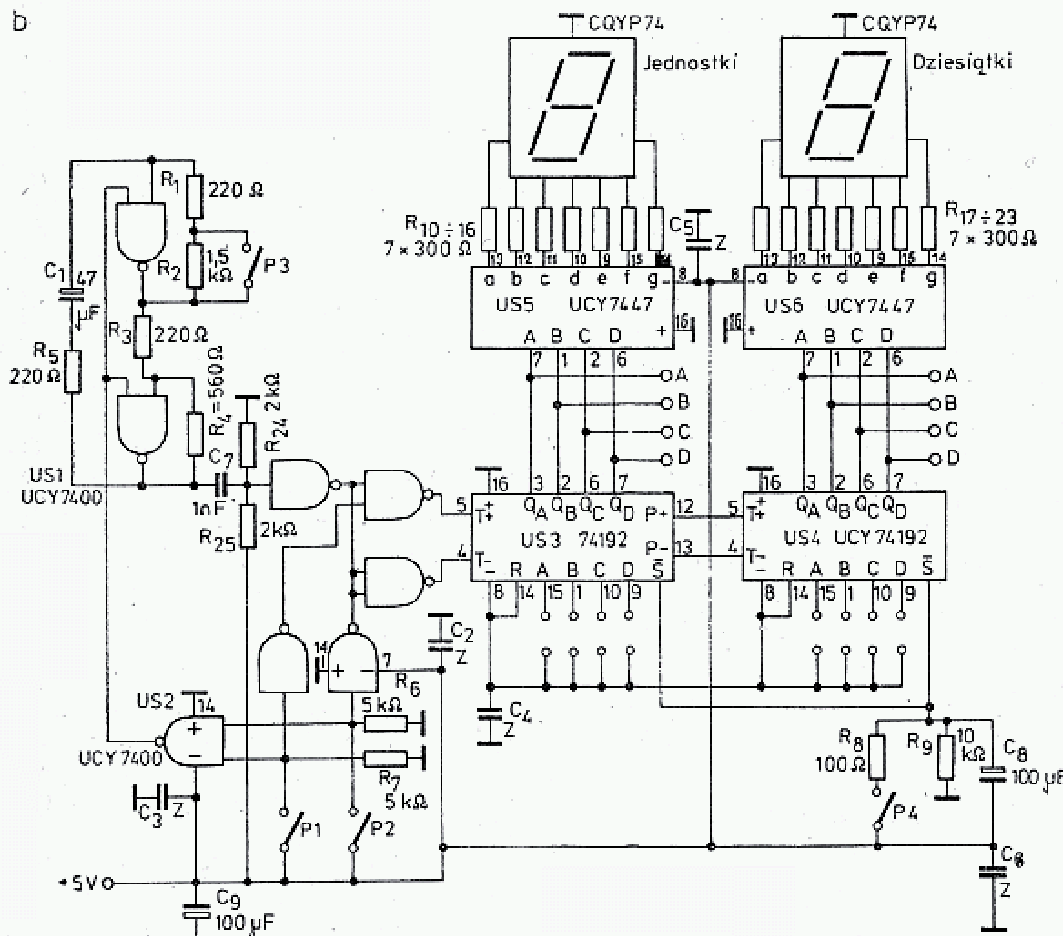
i *US4* na UCY 74192, sterowane z generatora pracującego na dwóch bramkach NAND. Generator daje sygnały m.cz. Przyciskiem *P3* można ich częstotliwość zwiększyć. Impulsy z generatora, po naciśnięciu przycisku P_1 podawane są na wejścia zliczające w przód (+) w licznikach UCY 74192, a po przyciśnięciu przycisku P_2 — zliczające w tył.

Wyjścia programatora dołączone są do wejścia dzielników nastawnych w generatorze PF (rys. 5.101a), lecz mogą być także dołączone do wejść tranzystorów w układzie OK1DCI, a także w układach opisywanych w dalszych punktach. Opisany układ, wykonany na układach scalonych techniką TTL pochłania dużo mocy. Pobór prądu syntezera wraz z programatorem i powielaczami wynosi około 3A przy 12 V, nie nadaje się więc do urządzeń przenośnych zasilanych z baterii.

5.3.6 Syntezer C-MOS FM 144S wg DD1FW

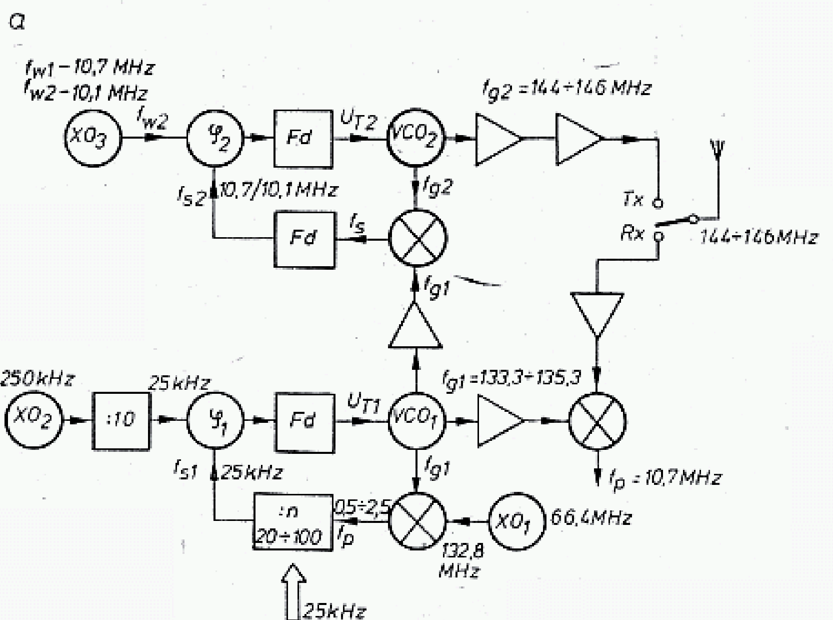
Syntezer ten z 80 kanałami w pasmie 144 MHz prezentuje nowsze rozwiązania układowe [55]. Dzięki zastosowaniu układów scalonych CMOS pobór prądu został ograniczony do 100 mA. Na rysunku 5.102a pokazano schemat blokowy układu. Występują tam dwa generatory VCO i dwa PF, jeden dla toru nadawczego, drugi — odbiorczego.

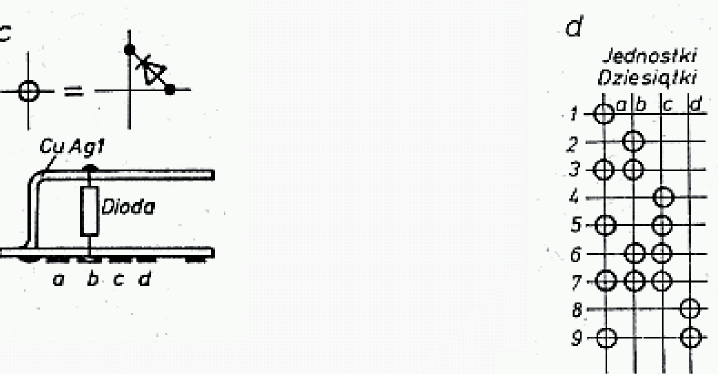
Głównym obwodem jest generator z PF odbiorczy. Zastosowano w nim przemianę częstotliwości heterodyny 133,3—135,3 MHz na niską częstotliwość pośrednią 0,5 do 2,5 MHz, łatwą do dalszej obróbki w układach scalonych CMOS.

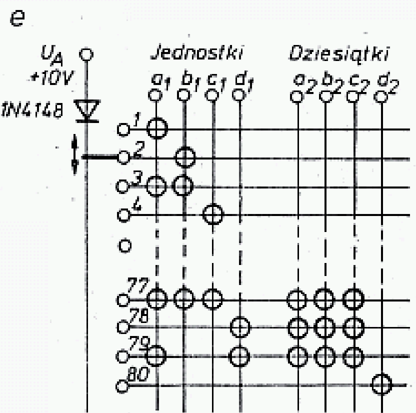


5.101. Syntezator w radiotelefonie UKF FM wg SP5DF

a — schemat syntezatora, b — schemat programatora licznika z cyfrowym odczytem numeru kanału







5.102. Syntezator C-MOS FM 144S wg DD1FW [55]

a — schemat blokowy transiwera,
b — schemat rozwinięty,
c — sposób wykonania połączeń diodowych,
d — układ diod dekodujących,
e — sposób dołączenia matrycy diodowej

b

Przemiana realizowana jest na tranzystorze dwubramkowym BF900, do którego doprowadzono także sygnał z XO_1 o częstotliwości 66,4 MHz. Mieszanie następuje z jego drugą harmoniczną, tj. 132,8 MHz. Sygnał f_p = 0,5 do 2,5 MHz jest wzmacniany na dwóch tranzystorach 2N918, z których drugi, w wyniku silnego wysterowania, pracuje jako klucz dający sygnały prostokątne o poziomie właściwym do sterowania nastawialnego licznika MC 144569. Licznik ten ma nastawianą pojemność $N = 20 \div 100$ i na jego wyjściu w stanie zsynchronizowanym otrzymuje się $f_{s1} = 25$ kHz. Nastawienie licznika na żądany podział można wykonać przełącznikiem lub matrycą diodową podając 10 V na odpowiednie wejście ustawiające. Można także dołączyć opisany w punkcie poprzednim programator DP5DF, lecz wymaga to dodania tranzystorów jak na rys. 5.100c, gdyż programator ma za mały poziom (TTL) dla wysterowania układu MC14569 (CMOS).

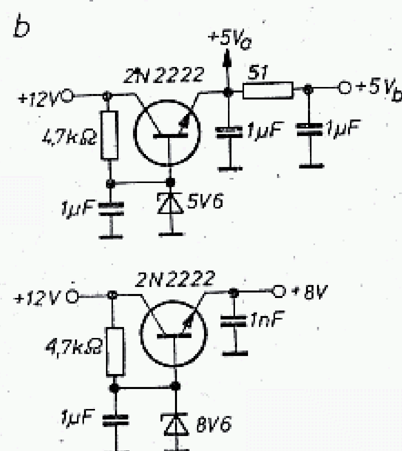
Częstotliwość wzorcową f_{w1} = 25 kHz otrzymuje się z rezonatora 250 kHz (XO_2) po podzieleniu jej przez 10. Detektor fazy wykonany jest w sposób podobny jak w układach OK1DCI i SP5DF, tj. na dwóch przerzutnikach i jednej bramce, lecz tym razem techniką CMOS. Filtr dolnoprzepustowy składa się z kondensatora 4,7 μF oraz układu 180 Ω + 10 μF. Dalszą filtrację stanowi rezystor 82 kΩ i 470 pF odizolowane od w.cz. przez dławik. Napięcie sterujące diodę UT_1 może być modulowane sygnałem m.cz. o poziomie około 50 mV, dając w efekcie modulację częstotliwości.

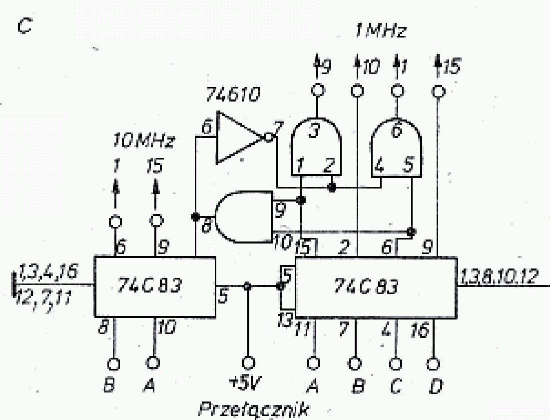
5.3.7 Syntezer z cyfrowym nastawianiem częstotliwości

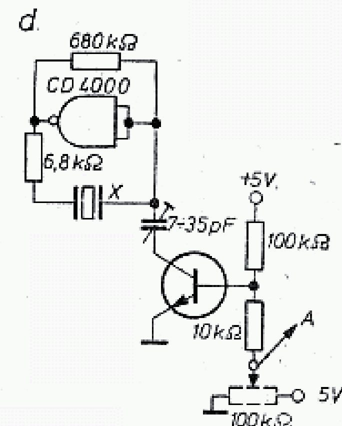
W transiwerach CW i SSB płynne przestrajanie częstotliwości uzyskuje się przy kroku wynoszącym 10 Hz. Krok ten jest wystarczająco mały także dla odbioru, RTTY i SSTV. Dostateczną jakość SSB uzyskuje się jeszcze przy kroku 50 Hz a CW dopuszcza krok wynoszący 100 Hz, nawet przy filtrze o częstotliwości 500 Hz. Kroku 10 Hz nie uzyskuje się w syntezerach jednopętlowych, gdyż przy filtrze o $f_\beta < 1$ Hz czas synchronizacji przekraczałby 1 s. Stosuje się natomiast układy opisane w rozdz. 5.2.5, a w szczególności układ z powiększoną częstotliwością VCO, np. 50 ÷ 55 MHz o kroku 100 Hz, dzieloną następnie przez 10. Otrzymany w ten sposób sygnał o kroku 10 Hz jest wykorzystywany następnie w syntezerach UKF z dwoma i więcej pętlami. Dodatkową zaletą takiego układu jest 20-krotne zmniejszenie szumów fazowych (rozdz. 5.2.8), [47, 53, 54, 56, 57, 58 i 59].

Ze względu na złożoność tych układów amatorzy często przyjmują kompromisowo krok 50 Hz lub 20 Hz. Stosowane są także syntezery z krokiem 1 kHz nastawianym cyfrowo i analogowym precyzerem (ang.: *reference pulling*) przestrajającym częstotliwość wzorcową f_w w granicach ±500 Hz, a w urządzeniach wyższej klasy z krokiem 50 Hz i z precyzerem ±50 Hz. W układach tych częstotliwość odczytywana jest na podstawie nastawienia liczników i nie uwzględnia ona przestrajania precyzerem. Wprawdzie precyzer można wyskalować, lecz jego czułość na początku i końcu zakresu przestrajania VFO będzie różna, np.: różnica w nastawieniu precyzera przy 5,0 MHz i 5,5 MHz może wynosić 2,5 Hz [58].

W opisanym syntezerze (wg DJ2LR, [47]) wykorzystano podaną koncepcję układową z nastawianiem częstotliwości i precyzerem (rys. 5.103). Jest on zbudowany







5.103. Syntezator programowalny cyfrowo wg DJ2LR [47]

a — układ rozwinięty, b — stabilizatory napięć, c — układ odejmujący wartość f_p = 41 000 kHz, d — alternatywny układ precyzera wg [58]

z zastosowaniem tanich układów scalonych CMOS, stosowanych w sprzęcie powszechnego użytku oraz popularnych tranzystorów. Całość pobiera przy zasilaniu 12 V zaledwie prąd 100 mA. Podany układ przewidziany jest do urządzeń KF z wysoką pierwszą pośrednią, np. 41 MHz. Heterodyna przestrajana jest w zakresie 41÷71 MHz, co pozwala na ciągłe pokrycie pasma 0,15÷30 MHz. Po pewnej adaptacji układ ten można zastosować także w urządzeniach UKF, np. wprowadzając dzielenie przez 10 i drugą pętlę fazową.

Cały syntezer zbudowany jest na trzech płytkach. Pierwsza płytka zawiera XO z kwarcem 1024 kHz i dzielnikiem na CD4020, który dzieli przez $2^{10} = 1024$, dając od razu sygnał wzorcowy $f_w = 1$ kHz. Jest on doprowadzany do popularnego detektora częstotliwości/fazy CD 4046, oraz wyprowadzany dodatkowo na zewnątrz do ewentualnego synchronizowania drugiej PF. Dzielniki nastawne na drugiej płytce na 74C192, poprzedzone 74LS196 i preskalerem 95H90 dostarczają sygnału f_s około 1 kHz, który, po uformowaniu w przebiegi prostokątne na CD4000 doprowadzany — jest do detektora fazy CD 4046.

Na wyjściu detektora znajduje się mało jeszcze znany, lecz bardzo interesujący filtr typu lag o dwóch stałych czasowych. Jego osobliwością jest układ dwóch diod połączonych przeciwsobnie. Przy dużej różnicy fazy lub różnicy częstotliwości napięcie na wyjściu detektora U_d jest duże, diody przewodzą zmniejszając stałą czasu do 6 ms, a tym samym zwiększają częstotliwość graniczną filtru i zakres chwytania PF. Gdy PF zbliża się do pełnej synchronizacji, napięcie U_b maleje, diody przestają przewodzić i dużą stałą czasu określa układ RC, w którym $R = 20$ kΩ.

Częstotliwość graniczna maleje do około 10 Hz i tłumienie sygnału $f_w = 1$ kHz osiąga 80 dB. W tym stanie filtr nie może jednak wyeliminować mikrofonowania powstającego w VCO, gdyż PF nie nadąża za tymi zmianami.

Sygnał błędu U_T po filtrze doprowadzany jest jednocześnie do trzech VCO o zakresach I: 41—50 MHz, II: 50—60 MHz, III: 60—71 MHz. Włączenie właściwego VCO do pracy odbywa się automatycznie w układzie logicznym na bramkach 74C00 sterowanych przez przełączniki wybierające żądaną częstotliwość heterodyny. Wyjściowe tranzystory 2N4416 trzech VCO połączone są ze wspólną szyną sterującą szerokopasmowy wzmacniacz dwustopniowy zbudowany na układach 2N4416 i SN72733, sprzęgnięty transformatorami 4:1 szerokopasmowymi na rdzeniach pierścieniowych. Układ taki zapewnia duży stopień separacji między wyjściem i VCO. Wzmacniacz końcowy pracujący na 3×2N2222 w połączeniu kaskadowym rozdziela sygnał VCO na dwa kanały, jeden do sterowania dalszych układów jako heterodyna, drugi wchodzi do preskalera z poziomem odpowiadającym dzielnikom ECL.

Dzielniki częstotliwości wykonane są na trzeciej płytce. Tranzystor 2N2907 przenosi sygnały z poziomu ECL na poziom TTL, sterując pierwszy licznik 74LS196N oraz dalszych 5 liczników 74C192N. Dwa pierwsze liczniki 74C192N spełniają rolę licznika A w układzie z rys. 5.90a, zaś pozostałe licznika N_1.

Przerzutnik RS zbudowany na układzie 74C00 służy do przełączania prescalera z modułu 11 na 10. Przełączniki nastawne dołączone są do liczników przez filtry RC 1 nF i 100 kΩ na każdym wejściu. Na przełącznikach ustawia się żądaną często-

tliwość VCO, np. 50235 kHz w sposób podany jak na rys. 5.102e. Jeśli nastawienie liczników ma odpowiadać częstotliwości sygnału odbieranego, to należy od wielkości nastawionej na licznikach odjąć $f_p+41\,000$ kHz. Można to zrobić za pomocą układu z rys. 5.103e, który dołącza się do odpowiednich wejść liczników 10 MHz i 1 MHz. Wtedy wartość ustawienia na przełącznikach będzie odpowiadać częstotliwości odbieranej, np.: 50 235 — 41 000 = 9235 kHz.

Opisany układ syntezera może być sterowany także programatorem (wg SP5DF — rys. 5.101). Można także programatorem sterować tylko dekady 1 i 10 kHz, zaś zakresy 100 kHz i wyższe wybierać przełącznikami lub drugim programatorem, dającym szybsze przestrajanie. Takie rozwiązanie spotyka się we współczesnych transiwerach KF, z których odbiornik ma płynne przestrajanie w całym zakresie od 0,15 do 30 MHz w sekwencjach 1 MHz, przełączanych odrębnym przyciskiem lub nastawnikiem.

Na wyjściu detektora fazy CD 4046 znajduje się układ CD4000 wykrywający brak synchronizacji. Jego zadaniem jest blokowanie nadajnika przed możliwością nadawania przy niekontrolowanej pracy VCO. Zabezpieczenie to można rozszerzyć o układ analizujący częstotliwość VCO, nastawianą na licznikach i pozwalający na nadawanie tylko w dopuszczalnych zakresach zgodnych z pasmami amatorskimi. Tego rodzaju układy zawierają pamięci PROM i obecnie najczęściej powiązane są ze sterowaniem mikroprocesorowym.

Płynne, analogowe dostrajanie w ramach kroku syntezera realizowane jest w generatorze XO pracującym w układzie CD 4000 m przy pomocy warikapu MV1404, sterowanego z zewnątrz napięciem pobieranym z potencjometru przez rezystor 150 kΩ. Ze względu na małą stabilność termiczną warikapów, można w tym miejscu zastosować układ pokazany na rys. 5.103 [58]. Jeśli bramkę tego tranzystora dołączać do przełącznika o stałym potencjale, to można w ten sposób uzyskać częstotliwości f_g pośrednie między normalnymi krokami, co jest równoznaczne z podwojeniem liczby kanałów, np. kanały normalne: 145 000, 145 025, 145 050 itd. oraz dodatkowo: 145 012,5, 145 037,5 itd.

Wskaźnik częstotliwości dołączony w zwykły sposób do wejść programujących liczników nie będzie na te zmiany reagował. Przy okazji warto wskazać na to, że wskaźnik częstotliwości dołączony na wejście programujące wymaga tylko dekodera zbudowanego na układzie UCY 7447 (rys. 5.101).

5.3.8 Syntezery z impulsowym przestrajaniem częstotliwości

W klasycznym syntezerze przestrajanym analogowo VFO był włączany do gałęzi f_w lub pierwszej przemiany w generatorze z PF (rys. 5.89c). Taki VFO jest przestrajany kondensatorem obrotowym przez odpowiednią precyzyjną przekładnię lub, jako VCO, przy pomocy warikapu i precyzyjnego potencjometru, często wieloobrotowego (helipot). Wprowadzenie syntezerów przestrajanych cyfrowo (SPC) pozwoliło na postęp i na tym polu.

Przede wszystkim SPC umożliwiają dołączenie pamięci częstotliwości, do której wpisuje się aktualny stan zaprogramowania licznika i następnie, przy jego dowolnym innym stanie, można polecić odczytanie stanu z pamięci i na tę wartość

licznika nastawić, uzyskując zapamiętaną częstotliwość pracy. Pamięci może być kilka, spotyka się do 32 pamięci, co pozwala na tworzenie różnych kombinacji, jak np. stałe przesunięcie częstotliwości nadawanie/odbiór o 600 kHz lub wpisanie wybranych kanałów pracy.

Pamięć cyfrowa pozwala na wpisanie częstotliwości priorytetowej, na której ustawia się urządzenie w chwili włączenia oraz sekwencyjne przeszukiwanie zaprogramowanych kanałów z zatrzymywaniem się na kanałach z pracującą stacją lub odwrotnie na kanałach wolnych. Tego typu urządzenia wymagają syntezerów sterowanych cyfrowo. Jak już podano może być ono realizowane przełącznikami nastawnymi, a w nowszych rozwiązaniach przyciskami wybierającymi częstotliwość lub kanał w spoób podobny jak w kalkulatorach. Nie daje to jednak możliwości tak płynnego przeszukiwania pasma, jakie daje strojenie analogowe gałką z przekładnią.

Początkowo stosowano dwa przyciski sterujące programatorem, z których jeden podnosił częstotliwość (UP), drugi ją obniżał (DOWN) w krokach typowych dla danego syntezera. Okazało się to jednak nie zawsze praktyczne, gdyż przy małej prędkości przestrajania, pozwalającej na precyzyjne ustawienie się na stacji, przestrojenie przez całe pasmo wymagało bardzo długiego czasu, zaś przy prędkim przestrajaniu występują trudności dobrego ustawienia się do odbioru stacji, szczególnie przy SSB.

Dalszym udoskonaleniem było wprowadzenie kolejnego przycisku/przełącznika dla zmiany prędkości przestrajania np. jak w programatorze SP5DF z rys. 5.101, lecz wymaga to dodatkowych manipulacji. Obecnie w transiwerach stosuje się skokowe przełączanie częstotliwości przyciskami urządzenia, np. co 1 MHz, drobne przestrajanie krokami co 1 kHz/100 Hz przyciskami na mikrofonie, zaś główne strojenie realizowane jest obrotowym generatorem impulsów (ang.: *rotary pulse generator — RPG*), który można też nazwać obrotowym programatorem impulsowym. Przestrajanie przyciskami polega na uruchamianiu pomocniczego generatora m.cz. 0,5—10 Hz z jednoczesnym określeniem kierunku przestrajania. Sygnały z generatora przestrajającego zliczane są w licznikach np. typu 74192, których wyjścia w kodzie binarnym ustawiają liczniki dzielnika w PF.

Przy przestrajaniu RPG impulsy wytwarzane są za pomocą tarczy z szeregiem otworów, wycięć lub czarnych pól na obwodzie. Tarcza z tego rodzaju rastrem umocowana jest na dobrze ułożyskowanej osi zakończonej gałką strojeniową. Często na oś zakładane jest dodatkowo małe koło zamachowe podnoszące komfort szybkiego przestrajania z wybiegiem oraz hamulec, który utrzymuje tarczę rastrową po zakończeniu strojenia w stałym położeniu mimo poruszania urządzeniem. Ponieważ układ ten nie jest z niczym mechanicznie połączony, bo niczego nie napędza, jego ruch jest bardzo swobodny. W niektórych wersjach RPG naciśnięcie gałki w kierunku osiowym uruchamia przełącznik migowy, który zmienia krok przestrajania, np. z 10 Hz na 100 Hz lub 1 kHz. W najnowszych urządzeniach stosowane są ponadto układy reagujące na prędkość przestrajania gałką, gdy jest ona duża — samoczynnie włączają duże kroki syntezera, np. 5 kHz, przy mniejszej krok 1 kHz, a przy powolnym 100 Hz lub mniej.

Na rysunku 5.104a pokazano tarczę rastrową na 100 i 50 impulsów na jeden pełny obrót. Dla uzyskania dużej dokładności rastru maskę rastrową wykonano przy wykorzystaniu komputera [61]. Maskę pokazaną na rysunku można drogą fotograficzną przenieść na błonę i po wywołaniu nakleić na krążek ze szkła organicznego. Krążek ten jest centrycznie mocowany na dobrze ułożyskowanej osi zakończonej gałką. Z jednej strony tarczy umieszczone są dwa źródła światła, którymi mogą być diody LED w zakresie podczerwieni, stosowane w cyfrowych czytnikach taśmy w komputerach, np. CQDP18. Z drugiej strony umieszczone są dwa fototranzystory, np. BPDP23. Powinny mieć one dużą czułość i jednocześnie wąski strumień promieniowania. Najlepsze do tego celu są zestawy fotoprzerywaczy (ang.: *opto-interrupter*), np. GE H 21 A5.

Na rysunku 5.104b wyjaśniono zasadę działania RPG. Detektory optyczne A i B rozmieszczone są w odległości 1/4 lub 5/4 (9/4 itd.) podziałki rastrowej. Umownie przyjęto, że detektor oświetlony ma stan 1, nieoświetlony stan 0. Istnieją cztery możliwe stany pary detektorów, przy czym kolejność zmian stanów będzie zależała od kierunku obracania tarczą rastrową. Wrażliwość obrotowa RPC wynika z szerokości paska rastrowego. Niewielkie ruchy gałką strojeniową, w granicach 1/10 rastru nie wywołują zmiany stanu, lecz przy rastrze 100-paskowym stanowi to około 0,3° i jest prawie niewyczuwalne. W czasie powolnego obracania gałką prąd detektora w chwili komutacji narasta powoli i może to powodować migotanie stanu detektora między stanami 1 i 0, powodując nieprzyjemne migotanie częstotliwości syntezera. Zapobiega się temu na drodze mechanicznej dając na obwodzie tarczy rastrowej wgłębienie (ząbki) odpowiadające dokładnie rastrowi, w które zaskakuje delikatna sprężynka (grzechotka) wymuszająca ziarnisty ruch tarczy. W nowszych układach na wejściu dekodera impulsów włączane są dodatkowe przerzutniki Schmitta.

W dekoderach programujących liczniki w PF stosowane są liczniki rewersyjne budowane w dwóch wersjach, a mianowicie:

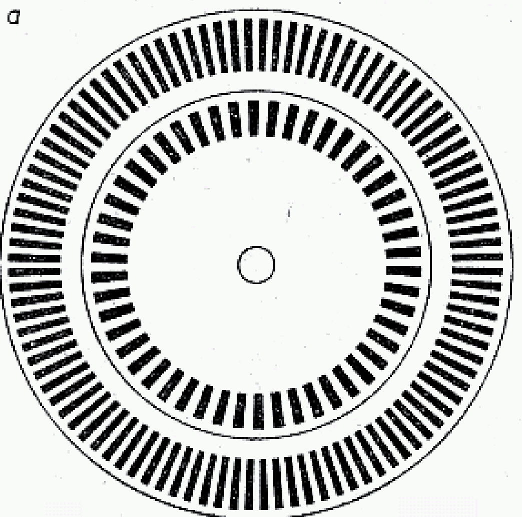
— jako liczniki z jednym wejściem sygnałów zliczanych C oraz wejściem statycznym CD wybierającym kierunek zliczania (U/D-up/down) np. 74LS168, 74191, lub CD4510 BE: zmiana CD powinna następować w przerwie między impulsami,

— jako licznik z dwoma wejściami sygnałów zliczanych, jednym C^+ dla impulsów dodawanych do zawartości i drugim C^- dla impulsów odejmowanych od zawartości licznika, np. 74192 (dziesiętny) i 74193 (dwójkowy). Na rysunku 5.101b wejścia te oznaczono jako T^+ i T^-.

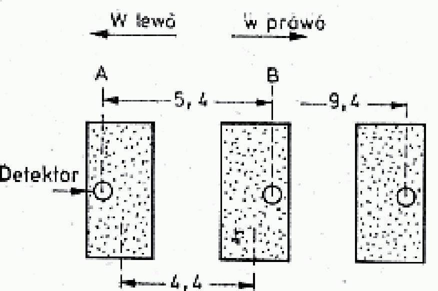
W przypadku licznika wersji pierwszej stosuje się układ dekodera z rys. 5.104c. Wyjścia przerzutników Schmitta A i B dołączone są do wejścia A_0 i A_1 dekodera dziesiętnego 7742. Wyjścia $\overline{Y}_0$, $\overline{Y}_1$, $\overline{Y}_2$, $\overline{Y}_3$ przyjmują stan 0 w zależności od stanu wejść A_0 i A_1, a mianowicie przy 00: $\overline{Y}_0 = 0$, 01: $\overline{Y}_1 = 0$, 10: $\overline{Y}_2 = 0$ i przy 11: $\overline{Y}_3 = 0$. Stany wyjść 7442 odczytują dwa przerzutniki D zawarte w układzie 7474. Ich wyjścia sterują odpowiednio liczniki 74LS168, których wyjścia a, b, c, d ustawiają dzielniki w pętli fazowej, np. 74C192N wg rys. 5.103 lub MC14569 wg rys. 5.102b.

W przypadku stosowania liczników wersji drugiej stosuje się układ z rys. 5.104d. Dekoder ten, oparty na układach CMOS, formuje sygnały z fotorezystorów

a

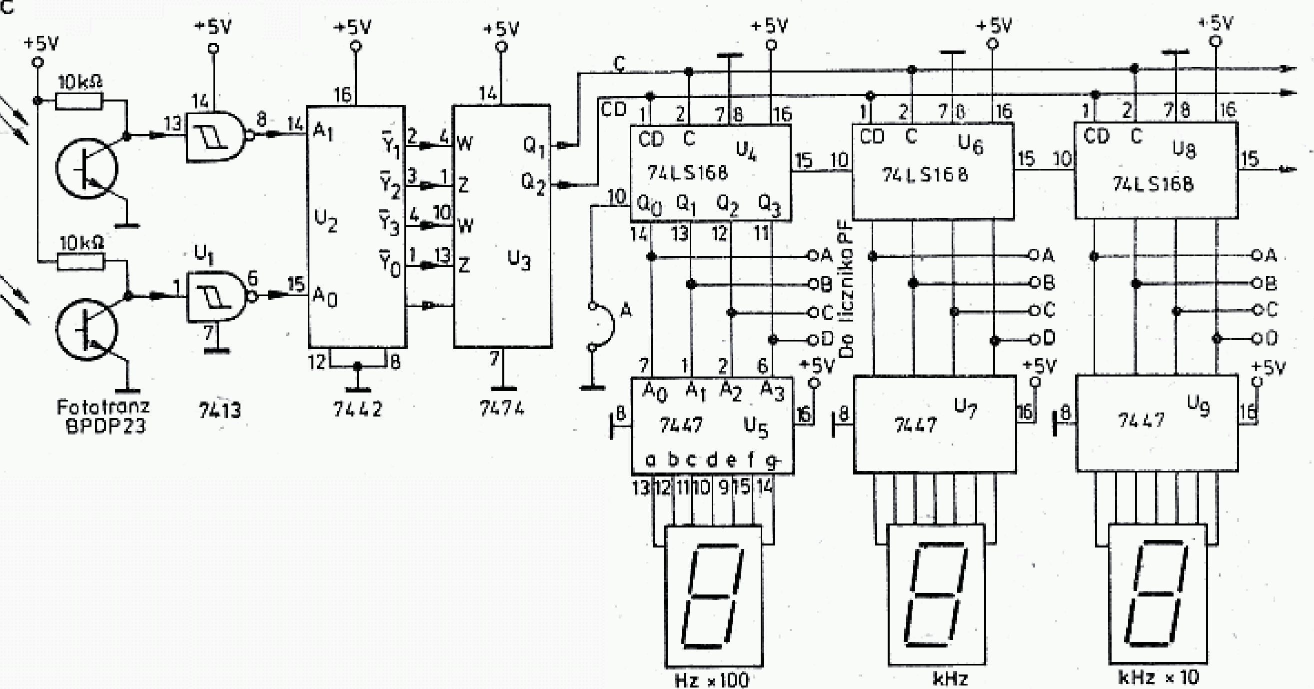


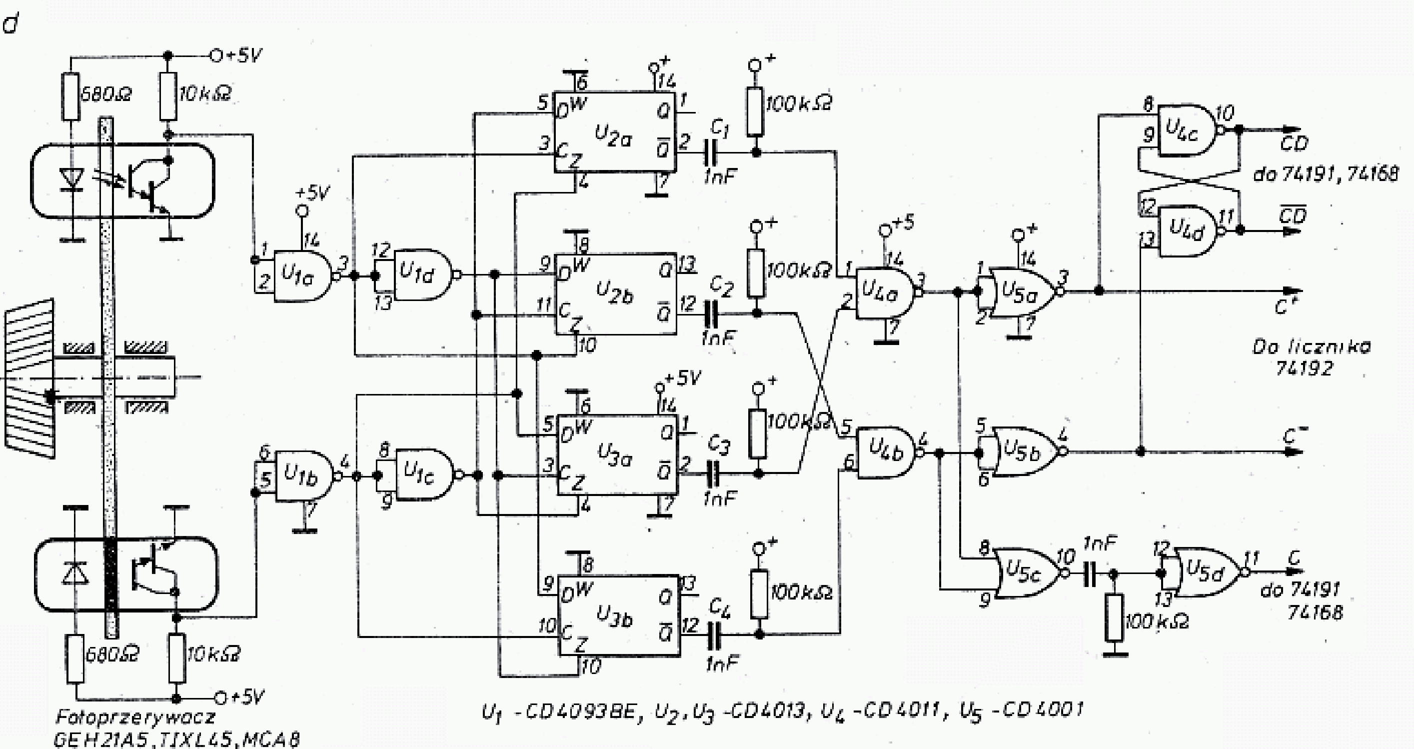
b

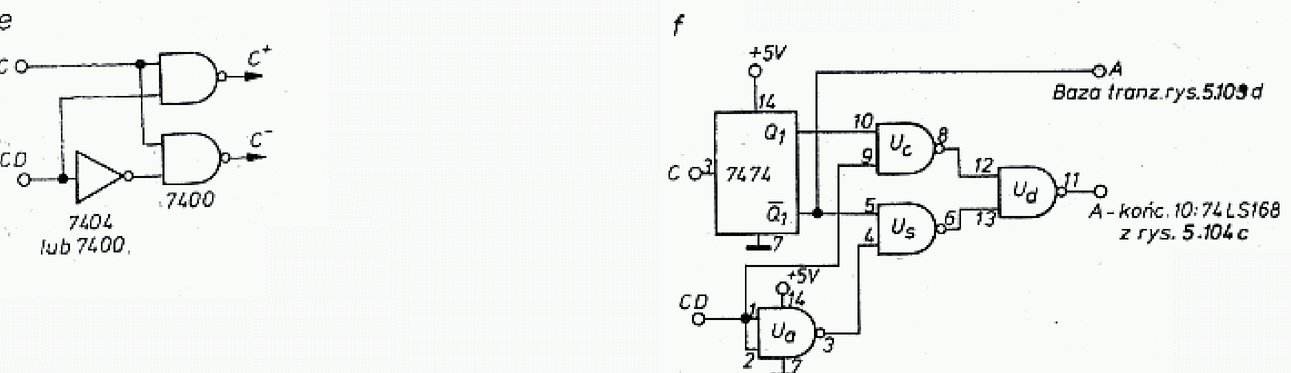


Położenie tarczy	Stany detektorów	
	w lewo A B	w prawo A B
1	1 1	1 1
2	1 0	0 1
3	0 0	0 0
4	0 1	1 0
5	1 1	1 1

c







5.104. Układy cyfrowego przestrajania obrotowym generatorem impulsowym (RPG)

a — maska rastrowa ze 100 i 50 liniami,
b — zasada wykrywania kierunku obrotu tarczy,
c — dekoder programatora pracującego na licznikach 74LS168, ustawianego przez RPG wraz ze skalą cyfrową
d — dekoder pracujący na układach C-MOS z wyjściem do programatora pracującego na licznikach 74168 lub 74192
e — konwerter systemu sterowania liczników C i CD na C+ i C−
f — układ automatycznego sterowania podziału przez 2 kroku syntezatora przesunięciem częstotliwości XO

za pomocą przerzutników Schmitta CD4093 BE, podaje do przerzutników *D* w CD4013 spełniających rolę dekodera, podobnie jak poprzednio 7442. Wyjścia dekodera po inwersji na bramkach NOR CD4001 jako C^+ i C^- sterują liczniki rewersyjne 74LS192. Sygnały na wyjściach C^+ i C^- mogą być przetwarzane na parę sygnałów *C* i *CD* jak dla licznika w wersji pierwszej, tj. 74191, 74168, za pomocą 4 bramek NOR i NAND (rys. 5.104d). Podobnie sygnały C i CD mogą być przetworzone w parę sygnałów C^+ i C^- za pomocą dwóch bramek NAND i inwertera (rys. 5.104e).

Generator RPG nie może mieć skali analogowej i dlatego do liczników programowanych w PF muszą być dołączone wskaźniki cyfrowe nastawianej częstotliwości. Ponieważ odczyt analogowy ma także dużą wartość poznawczą i jest łatwiejszy do kojarzenia, obecnie zaczyna się stosować w tych układach dodatkowe przetworniki cyfrowo/analogowe dające wychylenie miernika wskazówkowego lub ziarnistej skali liniowej złożonej z diod LEC lub zbudowanej na ciekłych kryształach.

Praktyka wykazuje, że przy kroku 10 Hz i rastrze 100 liniowym uzyskuje się 2 kHz na 1 obrót gałki, co jest zbyt powolnym przestrajaniem. Przy kroku 50 Hz i rastrze 100 liniowym uzyskuje się 10 kHz/obr, co odpowiada bardzo płynnemu przestrajaniu. Tę samą prędkość uzyska się przy kroku 100 Hz i rastrze 50 liniowym, lecz strojenie będzie bardziej ziarniste. Prędkość zliczania można zmniejszyć do połowy odłączając kondensatory C_3 i C_4 po dekoderze na rys. 5.104d lub wyłączając U_3 z pracy. Zwiększenie prędkości zliczania można uzyskać blokując przeniesienie z licznika U_4 do U_6, zwierając łącznik 15—10 do masy (na rys. 5.104c). Zerowanie liczników wykonuje się przyciskiem lub podaniem impulsu w chwili włączenia przez kondensator o pojemności $2 \div 10$ μF odpowiednio z plusa lub minusa zasilacza [58, 61, 62].

W układach z precyzerem częstotliwości w obwodzie XO można krok syntezera przestrajanego za pomocą RPG zmniejszyć dwukrotnie (rys. 5.104f).

Opisane układy reprezentują jedynie najprostsze sposoby zastosowania RPG dla przestrajania syntezerów i nie wyczerpują wszystkich możliwości. W literaturze [62] podano przykład czterokrotnego wykorzystania RPG, który ma cztery detektory sygnałów, założone w różnych miejscach tarczy rastrowej. Zestawy te w połączeniu z ośmioma inwerterami Schmitta w 7414 i interfejsem programowalnym 82566 pozwalają na podstawie dyspozycji mikroprocesora 6502 wypełniać jednym RPG następujące funkcje:

— przestrajanie częstotliwości syntezera,
— rozciąganie pasma przestrajanego, precyzer, lupa elektroniczna,
— przesuwać częstotliwość filtru,
— nastawiać prędkość klucza elektronicznego.

Na przykład w transiwerze IC 271 dla pasma 144 MHz (100 W) RPG wykorzystuje się także do nastawiania częstotliwości naddźwiękowych służących do pobudzania przemienników systemem kodowym (cyfrowym). W 32 pamięciach można wpisać nie tylko częstotliwość kanału, lecz także naddźwiękowy sygnał kodowy, rodzaj modulacji oraz wielkość i kierunek odsunięcia kanału N/O. Parametry tych wielkości wybierane są przy pomocy RPG i odpowiednich przycisków.

5.3.9 Układy DAFC ze stałą cyfrą C_W

Układy DAFC ze stałą cyfrą $C_W = 5$ lub 8 opisano w [63] do [68]. Układy te pokazane są na rys. 5.105. Na rysunku a pokazany jest układ oparty na US TTL [63 i 65]. Wyjście z VFO musi być niskoomowe ($50 \div 100\ \Omega$), by uniknąć szkodliwego oddziaływania bramek DAFC na VFO. Sygnał VFO na poziomie 50 mV jest wzmacniany wstępnie (*T1*) do poziomu TTL, formowany w przebiegi prostokątne przez dwie bramki NAND (7400) i podawany do bramki kluczowanej z częstotliwością $f_b =$ $= 1$ Hz. Sygnał kluczujący pochodzi z bardzo stabilnego XO. Jeśli częstotliwość VFO jest wysoka, to stosować należy bramki szybkie (Schottky'ego) zdolne pracować przy tej częstotliwości (7400 do 20 MHz, 74H00 do 40 MHz, 74S00 do 60 MHz, MECLII do 180 MHz, 10 000 do 125 MHz, MECLIII do 500 MHz), przy czym bramki ECL wymagają odpowiedniego dopasowania poziomów sterowania.

Sygnały wyjściowe z kluczowanej bramki zliczane są w liczniku 7493, który po zamknięciu bramki kluczem f_b ustawia się w stanie odpowiadającym liczbie C_a w układzie binarnym. Jeśli $C_a = 0 \div 7$, to wyjście D ma stan L(0). Jeśli $C_a = 8 \div 15$, to wyjście D ma stan H (1). Stany L lub H z chwilą podania sygnału W wpisywane są do pamięci US 7474 i tam przechowywane niezależnie od dalszej pracy licznika 7493. Na wyjściu $\overline{Q}$ pamięci 7474 istnieje więc trwale stan negowany H lub L doładowując lub rozładowując kondensator 470 µF przez rezystor 2,2 MΩ. Stan ustalony napięcia U_T występuje, gdy w czasie kolejnych wpisów do pamięci suma stanów H i L będzie równa sobie, co odpowiada $C_W = 8$ (przy 7490 $C_W = 5$).

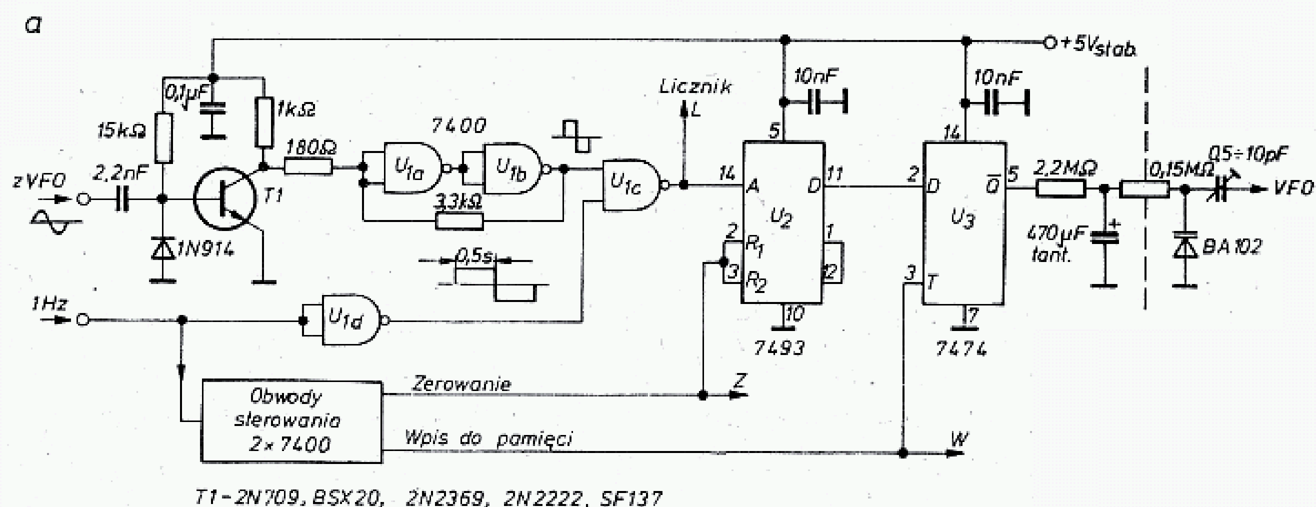
Jeśli wystąpi przewaga stanów H, napięcie na kondensatorze 470 µF będzie powoli rosło, zaś przy przewadze stanów L — malało. Napięcie to steruje waraktor korygując powoli częstotliwość VFO.

Na rysunku 5.105b pokazano układ sterujący licznikiem 7493, który po wpisaniu stanu do pamięci (W) jest zerowany (Z) po to, by mógł ponownie zliczać od zera. Bramki U_4 i U_5 formują odpowiednio krótkie impulsy W i Z oraz dają wyprzedzenie impulsu W przed Z. Z wyjścia bramki kluczowanej U_{1c} może być pobierany sygnał do liczników skali cyfrowej pokazanej na rys. 5.105e, wyświetlającej 4 najniższe cyfry (np. 234,4). Cyfry poprzedzające, tj. 133, względnie 144 mogą być wyświetlane na podstawie odpowiednio zakodowanego przełącznika zakresów, co wymaga tylko dekodera 7447 i dalszych wyświetlaczy cyfrowych. Przy zastosowaniu w wyświetlaczach innych wskaźników cyfrowych, niż LED stosować należy odpowiednio inne obwody.

Na rysunku 5.105d pokazano podobny układ [66] z zastosowaniem niskoprądowych US w technice CMOS. Na wejściu znajduje się transformator nawinięty na pierścieniu ferrytowym, z materiału Q_2 o wymiarach 9,4/5 mm i wysokości 4,9 mm, na którym nawinięto 2×9 zwojów DNE 0,4. Transformator ten przenosi w zakresie 2—23 MHz. Przy napięciu ponad 100 mV na wejściu transformatora wzmacniacz pracujący na układzie 2N709 wzmacnia sygnały do poziomu wystarczającego do wysterowania licznika binarnego 16:1 na 74LS93. Licznik ten steruje przerzutnik CD4013 CMOS typu D, który jest bramkowany sygnałem 3,81 Hz.

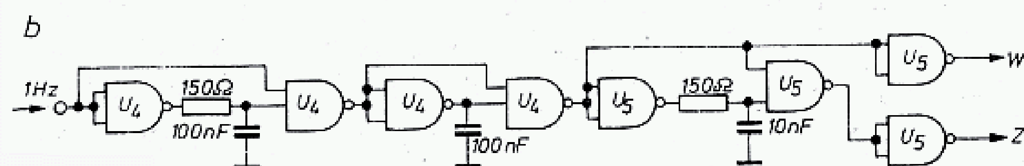
Sygnał bramkujący wytwarzany jest w oscylatorze 1 MHz na układzie CD4060, który jednocześnie dzieli w stosunku 2^{14}. Następny dzielnik dzieli przez

a



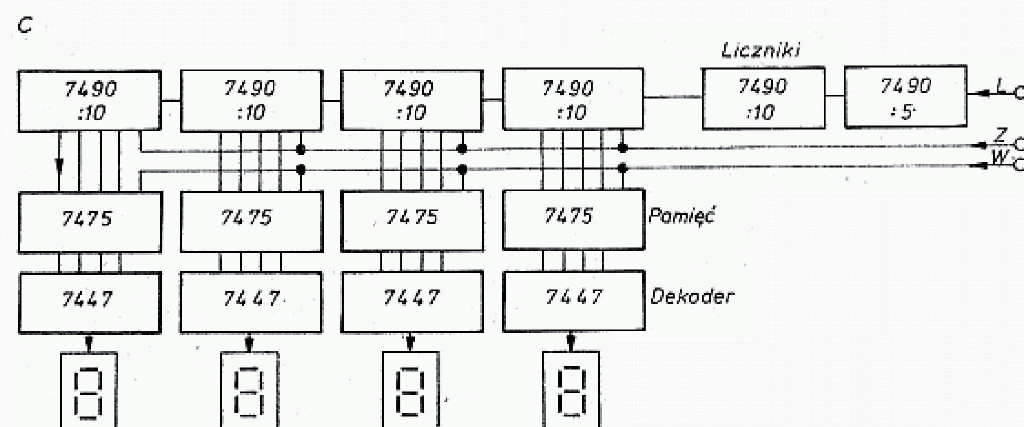
+5V stab.
10nF
10nF
Licznik
L
0,1μF
1kΩ
15kΩ
7400
180Ω
U1a
U1b
U1c
zVFO
2,2nF
T1
3,3kΩ
1N914
0,5s
14
A
U2
D
11
R1
R2
2
3
1
12
10
7493
5
2
D
Q
U3
T
3
14
7
7474
2,2MΩ
0,15MΩ
0,5÷10pF
VFO
470μF tant.
BA102
1Hz
U1d
Obwody sterowania 2×7400
Zerowanie
Z
Wpis do pamięci
W
T1-2N709, BSX20, 2N2369, 2N2222, SF137

b



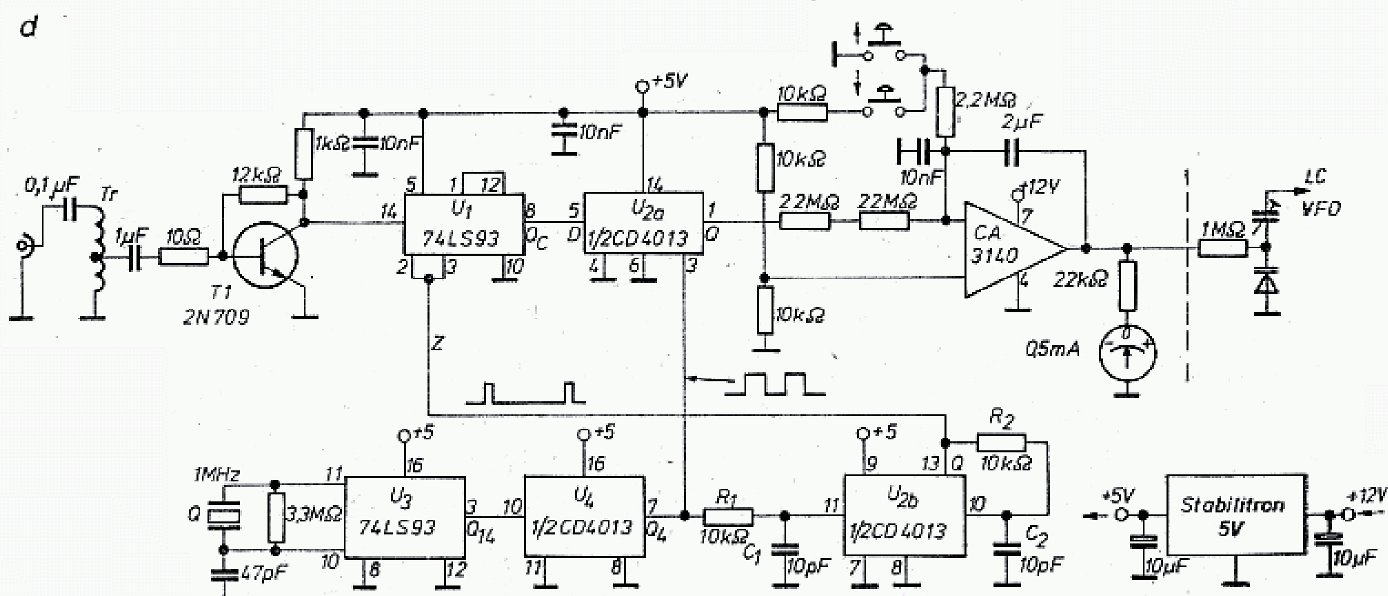
1Hz
U4
150Ω
100nF
U4
U4
100nF
U4
U5
150Ω
U5
10nF
U5
W
U5
Z

c



Liczniki
7490 :10
7490 :10
7490 :10
7490 :10
7490 :10
7490 :5
L
Z
W
7475
7475
7475
7475
Pamięć
7447
7447
7447
7447
Dekoder

d



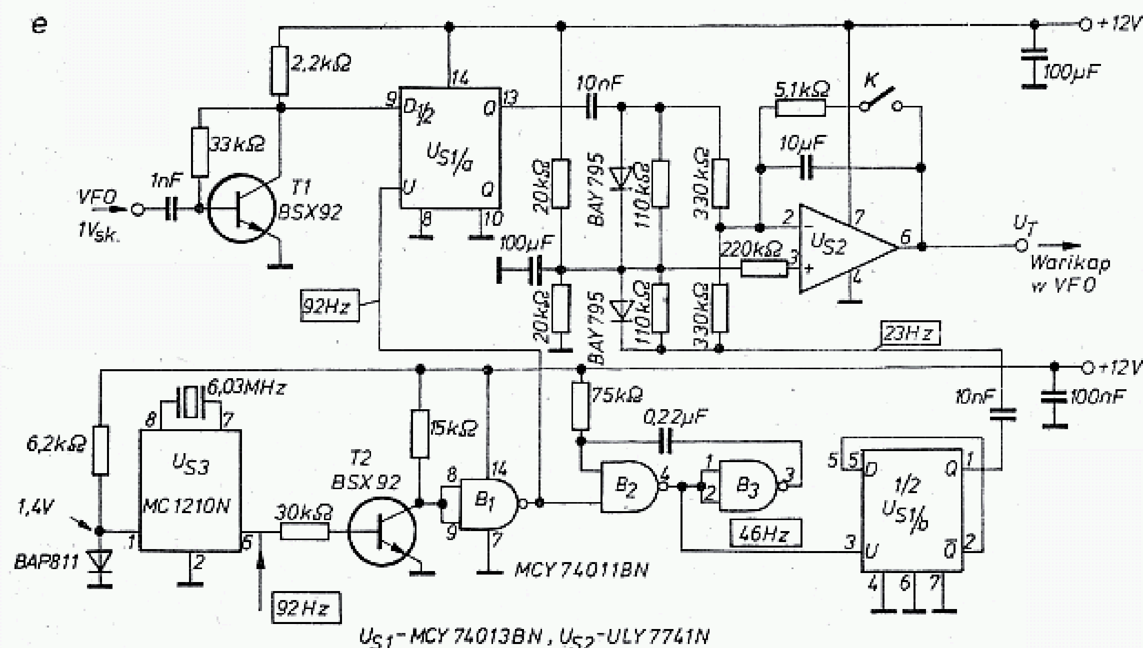
+5V
10kΩ
2,2MΩ
2μF
10nF
1kΩ
10nF
10nF
10kΩ
0,1μF
Tr
12kΩ
1μF
10Ω
T1
2N709
14
U1
74LS93
QC
U2a
1/2CD4013
D
Q
2,2MΩ
22MΩ
+12V
CA 3140
LC
VFO
1MΩ
22kΩ
10kΩ
0,5mA
Z
+5
+5
+5
R2
10kΩ
1MHz
Q
3,3MΩ
47pF
U3
74LS93
Q14
U4
1/2CD4013
Q4
R1
10kΩ
C1
10pF
U2b
1/2CD4013
C2
10pF
+5V
Stabilitron 5V
+12V
10μF
10μF

2^4 łącznie przez 2^{18}, dając na wyjściu f_b = 3,81 Hz. Licznik 74LS93 liczy w sposób ciągły.

Wkrótce po przekazaniu zmiany stanu wyjścia Q_C do przerzutnika D na CD4013 przez drugą połowę U_{2b} generowany jest krótki impuls zerujący. Dla uzyskania właściwego momentu zerowania impuls zegarowy na wejściu U_{2b} jest opóźniany przez R_1C_1. Po nastawieniu wyjścia Q, przerzutnik sam się zeruje z opóźnieniem określonym przez R_2C_2, dając w efekcie krótki impuls zerowy zerujący licznik, po którym liczenie rozpoczyna się od nowa.

Integrator aktywny ma 2 rezystory 22 MΩ i małostratny kondensator 2μF foliowy (elektrolityczny nie nadaje się). Zmianą składowej stałej U_T (przyciski) można wywołać skok rastrowy w górę lub w dół krokami po 3,81 Hz. Częstotliwość VFO jest albo wstępnie dzielona przez 8 przed doprowadzeniem do DAFC lub VFO pracuje przy niższej częstotliwości i jego częstotliwość jest 8-krotnie powielana dla uzyskania sygnału heterodyny, stąd krok rastrowy heterodyny wynosi $3{,}81 \times 8 = 30{,}5$ Hz. Pracę DAFC można obserwować na miliamperomierzu z zerem pośrodku [64] lub za pomocą układu diod LED [66]. Stałość częstotliwśoci VFO zależy od jakości oscylatora XO, którego dryft długoterminowy przy częstotliwości XO wynoszącej 1 MHz może nie przekraczać 5 Hz. Lepszą stałość uzyskuje się stosując XO w termostacie lub synchronizując go z międzynarodowymi wzorcami częstotliwości.

Jeszcze prostszy układ DAFC oparty na krajowych układach CMOS (CEMI) podano w Radioelektroniku 12/1983 (str. 18—19) przez M. Sadowskiego (rys. 5.105e). Sygnał pochodzący z VFO wzmocniony i uformowany przez układ z tranzystorami *T1* w przebiegi prostokątne steruje przerzutnik *US1/a* na wejściu D z częstotliwością



5.105. Automatyczna korekta częstotliwości DAFC ze stałą cyfrą C_p

a — układ podstawowy z elementami TTL, [63], b — układ bramkowy, sterujący z odpowiednimi opóźnieniami układ podstawowy z rys. 5.105a, c — skala cyfrowa przewidziana dla układu z rys. 5.105a, d — układ podstawowy z elementami niskoprądowymi [66], e — układ działający na elementach C-MOS produkcji CEMI

f_{VFO}. Do wejścia U tego przerzutnika doprowadzany jest sygnał bramkujący $f_b =$ $= 92$ Hz, otrzymywany z generatora i dzielnika pracującego na układzie MC1210.

Na wyjściu Q przerzutnika otrzymuje się przebiegi o częstotliwości $f_0 =$ $= f_{VFO} - k \cdot f_b$ (gdzie k jest dowolną liczbą całkowitą dodatnią). Częstotliwość f_Q może zmieniać się od 0 do 0,5 f_b, czyli do 46 Hz i to cyklicznie dla każdej wartości f_{VFO}, z rastrem co f_b. Sygnał f_Q jest porównywany z sygnałem wzorcowym $f_w =$ $= f_b/4 = 23$ Hz, otrzymywanym z podziału f_b przez dwa na bramkach B_1, B_2 i B_3 MCY74011 i drugi raz przez dwa na *US1/b*.

Sygnały f_Q i f_w są różniczkowane układem 10nF i 110 kΩ, a następnie, skutkiem działania diod BAY795 z impulsów f_Q wydzielana jest składowa ujemna, zaś z impulsów f_w składowa dodatnia. Suma obu składowych steruje integrator na US2 o dużej rezystancji wejściowej. Jeśli $f_Q = f_w$, to obie składowe znoszą się, suma równa jest zeru i na wyjściu integratora nie pojawia się napięcie U_T. Gdy jednak $f_Q \neq f_w$, wtedy pojawia przewaga jednej ze składowych, a na wyjściu wystąpi napięcie U_T, korygujące za pomocą warikapu częstotliwość oscylatora. Przez analogię można przyjąć, że cyfrą odniesienia jest $f_w = f_b/4 = 23$ Hz. Zmieniając częstotliwość rezonatora lub podział otrzyma się inną liczbę odniesienia i inny krok rastru. Generator MC1210N wymaga zasilania 1,4 V (zegarki) i może oscylować z kwarcami do 20 MHz. Ma on kilka podziałów. Na wyjściu $4:2^{10}$, na $6:2^{16}$, a na wyjściach 3 i 5 w przeciwfazie podziału 2^{23}.

5.3.10 Układy DAFC z wpisywaną cyfrą C_p w pamięci

Zasadę działania DAFC z wpisywaną do pamięci końcową cyfrową częstotliwości nastawionej C_p objaśnia rys. 5.106a. Sygnał z VFO po wzmocnieniu i ograniczeniu doprowadzony jest do bramki NAND kluczowanej z generatora XO z dzielnikami. Paczka impulsów przepuszczana przez bramkę jest przeliczana licznikiem 7493, w którym pozostają zachowane ostatnie cztery cyfry binarne z liczby impulsów. Stan wyjść ABCD tego licznika jest wpisywany do pamięci typu „zatrzask" 7475 jako C_a i po naciśnięciu przycisku DAFC wpisywana także do pamięci C_p.

Moment wpisu do obu pamięci jest synchronizowany układami sterowania, tak by wpisy następowały po zakończeniu cyklu liczenia przez układ 7493, ale przed jego wyzerowaniem. W następnym cyklu zliczania nowy stan licznika 7493 jest wpisywany ponownie jako C_a do pierwszej pamięci 7475, zaś w drugiej pozostaje stan poprzedni C_p. Teraz komparator 7485 porównuje cyfry C_a i C_p i wynik porównania przekazuje do analizatora.

W układzie z wpisywaną cyfrą C_p, w porównaniu z układem poprzednim, w którym C_p było liczbą stałą występuje pewna komplikacja sytuacji, gdy C_p jest równe zeru lub 15. Wtedy to może dojść do błędnej decyzji komparatora, który może korygować częstotliwość VFO z przeskokiem o krok rastrowy za każdym cyklem zliczania, co doprowadzi do stałego uciekania częstotliwości w górę lub w dół. Wyjaśnia się to następująco: jeśli $C_p = 15$, to gdy częstotliwość VFO wzrośnie o jedną cyfrę binarną, tj. $C_a = C_p + 1 = 15 + 1 \equiv 0$, to komparator odczyta, że $C_a < C_p$ i spowoduje wzrost częstotliwości VFO o 100 Hz, zamiast ją zmniejszyć

o 10 Hz. Podobnie błędne działanie, lecz o kierunku przeciwnym wystąpi przy $C_p = 0$. Z tego powodu wartość C_p dzieli się na trzy przedziały:

a) cyfry małej: $C_p = 0$ do 3 ($Q_c = Q_D = 0$ oraz $\bar{Q}_C \cdot \bar{Q}_D = 1$);
b) cyfry średniej: $C_p = 4$ do 11;
c) cyfry dużej: $C_p = 12$ do 15 ($Q_C = Q_D = 1$, czyli $Q_C \cdot Q_D = 1$); zaś cyfry aktualnej częstotliwości C na dwa przedziały:
d) mała — $C_a = 0$ do 7 ($Q_D = 0$, $\bar{Q}_D = 1$)
e) duża — $C_a = 8$ do 15 ($Q_D = 1$, $\bar{Q}_D = 0$)

Analizator, w przypadku stanów a i e oraz c i d, odwraca logiczny kierunek działania na VFO, zaś przy pozostałych kombinacjach działania tego nie zmienia. Skutkiem takiego uwarunkowania częstotliwość VFO będzie prawidłowo zmieniana tj. sprowadzana do stanu $C_a \rightarrow C_p$ bez skoku o krok rastru. Analizator, w zależności od decyzji logicznej, steruje odpowiednim przełącznikiem elektronicznym wykonanym na dwóch szeregowo połączonych tranzystorach które, w zależności od wyników analizy, podają na wejście integratora ładunek dodatni z zasilania lub odbierają go do masy. Dalsze działanie integratora jest takie jak w przypadku poprzednio opisanym przy stałej cyfrze C_p.

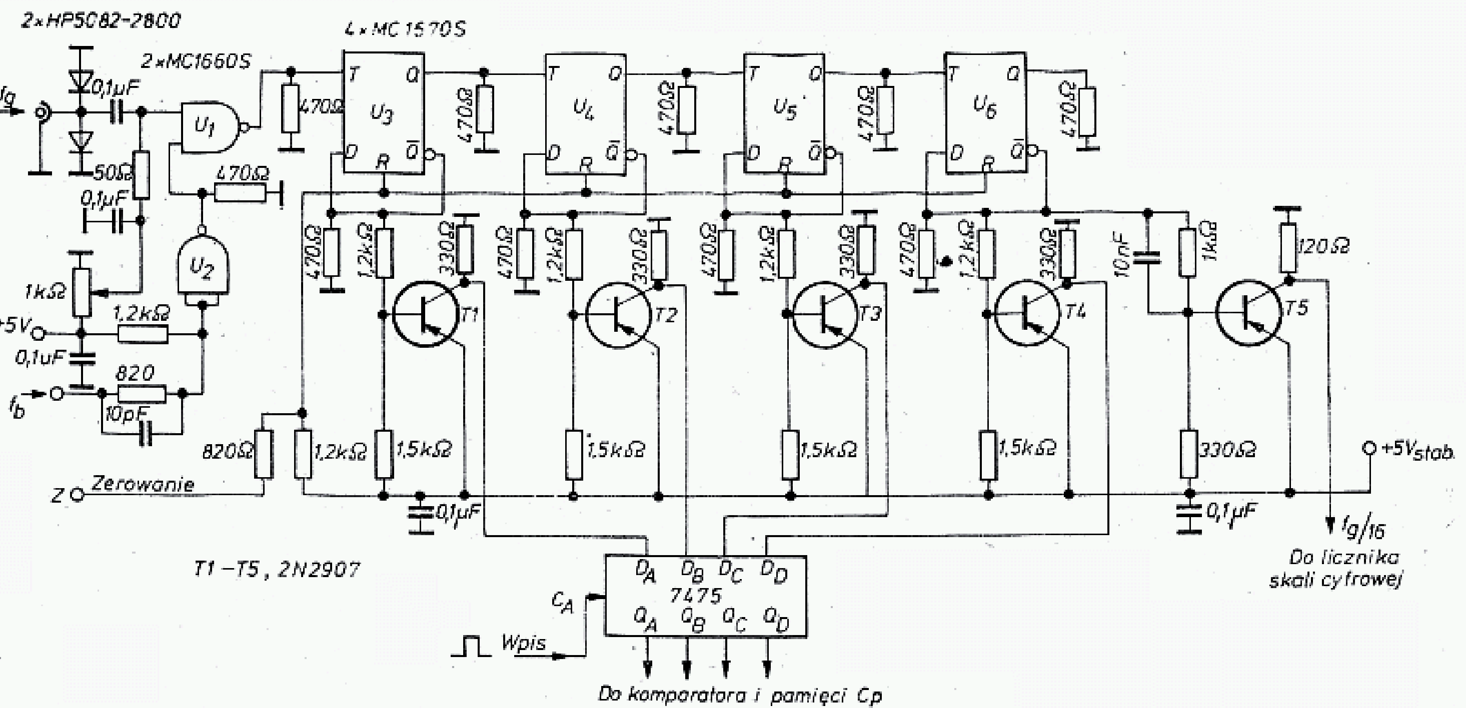
Na rysunku 5.106b pokazano wstępną część układu opisaną w [12], a na rys. 5.106c podobną część układu podaną w [60 i 63]. W obu przypadkach pierwotny stan pamięci C_a wpisywany jest do pamięci C_p na 7475 i porównywany za pomocą komparatora binarnego zbudowanego na układzie 7485 jak na rys. 5.106d 12, 60, 63, 67]. Analizator logiczny pracujący na bramkach A, B, C, D, E, F, G w sposób opisany poprzednio analizuje wielkość cyfry $C_a(Q_{Da} = Q_{Dp})$ oraz C_p i w zależności od wyniku, za pośrednictwem bramki H i I steruje przełącznikiem (*T6*, *T10* i *T7*). W integratorze występuje podwójny układ RC 22 MΩ i 470 nF, stanowiący filtr o bardzo dużej stałej czasowej. Napięcie wypadkowe na drugim kondensatorze 470 nF steruje tranzystor polowy 2N4392 z kanałem *n*, który może być zastąpiony przez 2N4416 (2 równolegle) lub SM103. Wtórnik źródłowy z rezystorem 10 kΩ steruje tranzystor wykonawczy 2N2907. Można go zastąpić innym tranzystorem, np.: BC107 o dużym β lub SF216 [67].

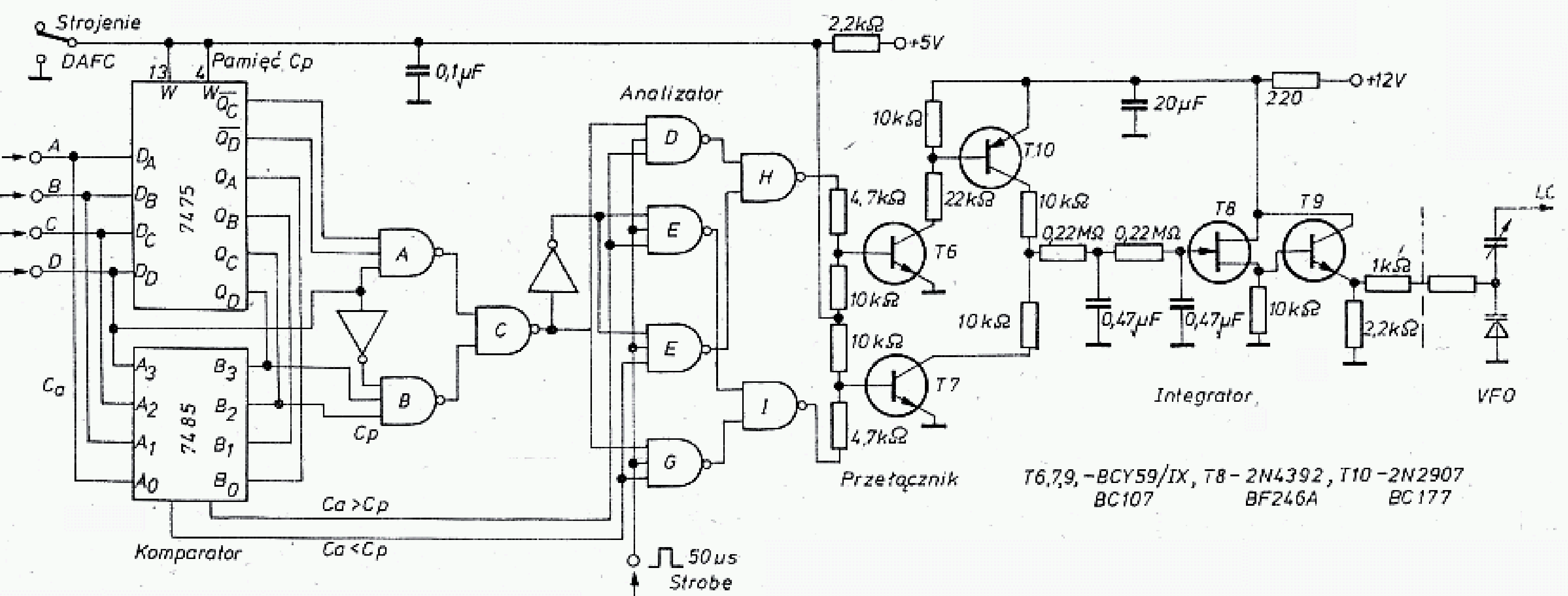
Na rysunku 5.106e pokazano układ sterowania (ang.: *strobe*) analizatora wg [67]. W zależności od parametrów czasowych analizatora i bramek należy dobrać eksperymentalnie pojemność C_1, tak by uzyskać długość impulsu sterującego 50 µs. W [12] zastosowano przerzutnik monostabilny 74LS123 (rys. 5.106f), który może być zastąpiony przez układ 74123. Przerzutnik D zbudowany na układzie 7474 steruje wpisem do C_p w 7475 po zakończeniu okresu zliczania na 7493.

Na rysunku 5.106g pokazano układ sterowania wg [60 i 63] związany bezpośrednio z torem wytwarzającym sygnał bramkujący o częstotliwości $f_b = 3{,}125$ Hz. Odpowiednie uwarunkowania sygnału wpisu W i zerowania Z pozwalają na zachowanie właściwych kolejności sterowania całego układu DAFC. Wyjście tego układu mogą ponadto sterować konwencjonalną skalą cyfrową o 2 do 7 cyfrach wyświetlanych np. jak na rys. 5.105c. Skala cyfrowa złożona z układów 74192, 7475, 7447 i wyświetlacza może być programowana, co pozwala na bezpośrednie wskazywanie częstotliwości roboczej odbiornika lub nadajnika. Skala cyfrowa otrzymuje paczkę

5.106. Układy DAFC z wpisywaną cyfrą C_p

a — schemat blokowy, b — obwody wejściowe pracujące na elementach TTL [12], c — obwody wejściowe pracujące na elementach nieskoprądowych [60], d — obwody pamięci C_p, komparatora, analizatora i integratora, e — układ sterowania zbudowane na bramkach TTL [67], f — układ sterowania wg [12], g — układ sterowania wg [60, 63]


c
2×HP5082-2800
2×MC1660S
4×MC1570S
Zerowanie
T1–T5, 2N2907
7475
Wpis
Do komparatora i pamięci Cp
+5V stab.
fg/16
Do licznika skali cyfrowej


d
Strojenie
DAFC
Pamięć Cp
7475
7485
Komparator
Ca>Cp
Ca<Cp
Analizator
50 us Strobe
Przełącznik
Integrator
VFO
T6,7,9, – BCY59/IX, T8 – 2N4392, T10 – 2N2907
BC107 BF246A BC177

impulsów zliczanych z wyjścia L bramki NAND (rys. 5.106a, b). Układ preskalera na F 10010 (10/11) pozwalający na bezpośredni pomiar częstotliwości do 350 MHz i stabilizację przy pomocy DAFC można znaleźć w literaturze [06].

5.3.11 Układ DAFC wg DJ7VY

Układ pokazany na rys. 5.107 stanowi uzupełnienie wysokostabilnego i niskoszumnego VFO, pokazanego na rys. 5.8 i 5.9, opracowanego przez DJ7VY [13]. Jest to DAFC ze stałą cyfrą C_p. Wymieniony VFO ma specjalne wyjście dla DAFC, buforowane przez P 8002. Sygnał o częstotliwości 68 MHz jest dodatkowo wzmacniany na tranzystorach *T1* i *T2* (rys. 5.107), które jednocześnie separują dzielnik 74S112N od VFO, a następnie są formowane w układzie tranzystora *T3*. Dzielnik JK 74S112N pracuje do częstotliwości 80 MHz. Na jego wyjściu (9) otrzymuje się sygnał 34 MHz wykorzystywany w liczniku skali cyfrowej (L). Sygnał ten steruje ponadto tranzystor przełącznikowy T4 połączony z wejściem (1) następnego dzielnika przez 2.

Na wyjściu (5) uzyskuje się sygnał 17 MHz doprowadzany do wejść D US3 4013. Sygnał ten nie może być przez te przerzutniki dzielony, gdyż ich $f_{gr} \cong 10$ MHz, lecz wejście zegarowe sterowane impulsami 10 Hz bada ten sygnał i rejestruje w chwili przełączania stan L lub H na wejściu D. Przerzutniki te sterują z kolei tzw. pompę ładującą (ang.: *charge-pump*) tak długo, jak na to pozwoli tranzystor kluczujący *T5*, sterowany impulsami 18 μs, który na jakiś czas blokuje pracę drugiego dzielnika JK na US1. Po nadejściu impulsu zerującego z *US2* 0,5 μs do US_1, cały cykl powtarza się. W zależności od tego, czy na wejścia pompy ładującej podano impuls H lub L następuje przez diody *T8* i *T9* (fety w połączeniu diodowym) doładowanie lub rozładowanie integratora, co z kolei powoduje nieznaczne przestrojenie VFO.

W zasadzie układ pracuje jako licznik 1-bitowy, którego stan wyjściowy przy stałej częstotliwości fluktuuje statystycznie wokół błędu bitu: statystycznie biorąc średnie stanów H i L są sobie równe. Jeśli następuje powolny dryft częstotliwości VFO, to pojawi się przewaga impulsów H lub L, powodująca podniesienie lub obniżenie napięcia na wyjściu integratora i tym samym korektę częstotliwości VFO. Przy częstotliwości bramki $f_b = 10$ Hz, krok rastru wynosi 10 Hz, lecz wobec stosowania podziału częstotliwości VFO przez 8 (136:17 = 8) krok rastru wynosi 80 Hz.

Z chwilą włączenia DAFC częstotliwość VFO ma dryft tylko ±40 Hz i pozostaje w tym stanie tak długo, jak długo prędkość dryftu nie przekroczy maksymalnej prędkości korekty częstotliwości i napięcie na waraktorze w czasie korekty nie odchyli się nadmiernie od napięcia średniego ±3 V. Prędkość korekty częstotliwości uzależniona jest od czasu kluczowania 18 μs (ogniwo RC 22 kΩ i 1 nF na *US2*) oraz od pojemności kondensatorów integratora i rezystancji ładowania, i wynosi ona około 1800 Hz/min. Przy przestrajaniu VFO, prędkość przestrajania jest większa od tej wartości i wtedy, przy włączonym DAFC integrator otrzymuje statystycznie tę samą liczbę impulsów dodatnich i ujemnych. Po zatrzymaniu gałki strojenia DAFC zaczyna samoczynnie pracować.

5.107. Układ DAFC wg DJ7VY

T1 — 4310, P8002, BF246; *T2* — 3N211, 40673, *T3*, *T4*, *T5* — 2N5179, 2N709, *T8*, *T9* — BF245; *T10* — BC177; *T6*, *T7*, *T11* — BC107

Dla uzyskania prawidłowej pracy DAFC integrator musi mieć dużą stałą czasową, co wymaga małej upływności (poniżej 1,8 nA). Rezystancja układu powinna wynosić ponad 4 GΩ. Wymaga to stosowania kondensatorów mało stratnych np.: styrofleksowych oraz diod o szczególnie małej upływności. Diody BB505 mają upływność około 0,1 nA, zaś jako diody przełącznikowe celowo wykorzystano złącze tranzystorów polowych, które mają upływność około 0,01 nA. W [13] podane są dalsze szczegóły konstrukcyjne oraz obrazy płytek VFO i DAFC.

5.4 Mieszacze

5.4.1 Wprowadzenie

Teoria mieszaczy jest obszerna i dość trudna, można ją znaleźć w łatwo dostępnej literaturze [1, 2, 5, 40÷43,48] tutaj poruszono zagadnienia związane z wpływem mieszacza na dynamikę i szumy urządzenia radiowego.

Mieszacze znajdują zastosowanie w urządzeniach nadawczo-odbiorczych jako obwody przemiany częstotliwości, w detektorach sygnałów CW, SSB, RTTY, SSTV, FSK, w detektorach fazy z PF oraz w układach pomiarowych. We wszystkich mieszaczach wykorzystuje się nieliniowość charakterystyki elementu mieszającego, do którego doprowadzone są dwa, umownie oznaczane napięcia, sygnału U_s i heterodyny U_h o częstotliwościach f_s i f_h. Na wyjściu mieszacza płynie prąd I_p o częstotliwości f_p umownie nazywanej częstotliwością pośrednią (p.cz.), a w literaturze zagranicznej — IF.

Podstawowym parametrem mieszacza jest transkonduktancja przemiany g_p, określana stosunkiem prądu I_p do napięcia sygnału U_s przy założeniu stałego napięcia U_h:

$$g_p = \frac{I_p}{U_s} \text{ [mA/V]} \tag{5.30}$$

Dalszymi parametrami są:
— wartość *IP3* określająca poziom sygnału wywołującego zakłócenia intermodulacyjne trzeciego rzędu równe poziomowi sygnału, (p. rozdz. 4.3),
— tłumienie przemiany $A_p = P_p/P_s$,
— poziom blokady P_{-1} (p. rozdz. 4.3),
— szumy własne.

Elementem nieliniowym w mieszaczu może być dioda (mieszacze bierne, pasywne) lub tranzystor (mieszacze czynne, aktywne), przy czym może być wykorzystywana nieliniowość charakterystyki $I = f(U)$ lub $C = f(U)$. Te ostatnie nazywane są mieszaczami z efektem waraktorowym. We współczesnych diodowych mieszaczach zrównoważonych z diodami Schottky'ego *IP3* wynosi ponad 30 dB. Tę samą wartość uzyskuje się w zrównoważonych mieszaczach aktywnych pracujących na nowoczesnych tranzystorach polowych. Fety zastosowane w mieszaczach biernych, jako diody, pozwalają na uzyskanie *IP3* = 40 dB przy tłumieniu przemiany — 6 dB i szumach $F = 6$ dB [69]. Mieszacze aktywne są szczególnie przydatne w układach syntezerowych, w których zakłócenia intermodulacyjne są mało istotne. Mieszacze diodowe

mają tłumienie przemiany wynoszące około -6 do -10 dB, zaś tranzystorowe dają wzmocnianie $0 \div 6$ dB. Mieszacze diodowe wymagają większego poziomu sygnałów heterodyny, zazwyczaj w granicach $3 \div 30$ dBm; zaś w tranzystorowym wystarcza -10 dBm do 20 dBm.

Mieszacze diodowe mają prostsze układy i często są wykonywane jako szerokopasmowe, nierzadko w zakresie $0 \div 1000$ MHz, tranzystorowe natomiast najczęściej jako selektywne, przy czym, dla dobrego zrównoważenia, wymagają drogiej aparatury pomiarowej (analizator widma) oraz dużych umiejętności konstruktora. Mieszacze diodowe preferowane są w urządzeniach wysokiej jakości produkowanych w Europie, mieszacze tranzystorowe stosowane są z reguły w wysokiej jakości urządzeniach produkcji japońskiej. W urządzeniach produkowanych w USA stosowane są oba rodzaje mieszaczy. Mieszacze diodowe wymagają starannego dopasowania rezystancji dołączonych do wszystkich trzech wrót, z czym wiążą się pewne utrudnienia układowe oraz, dla pokrycia strat przemiany, wymagają dodatkowych niskoszumnych wzmacniaczy wysokoprądowych o dużej wartości *IP3*.

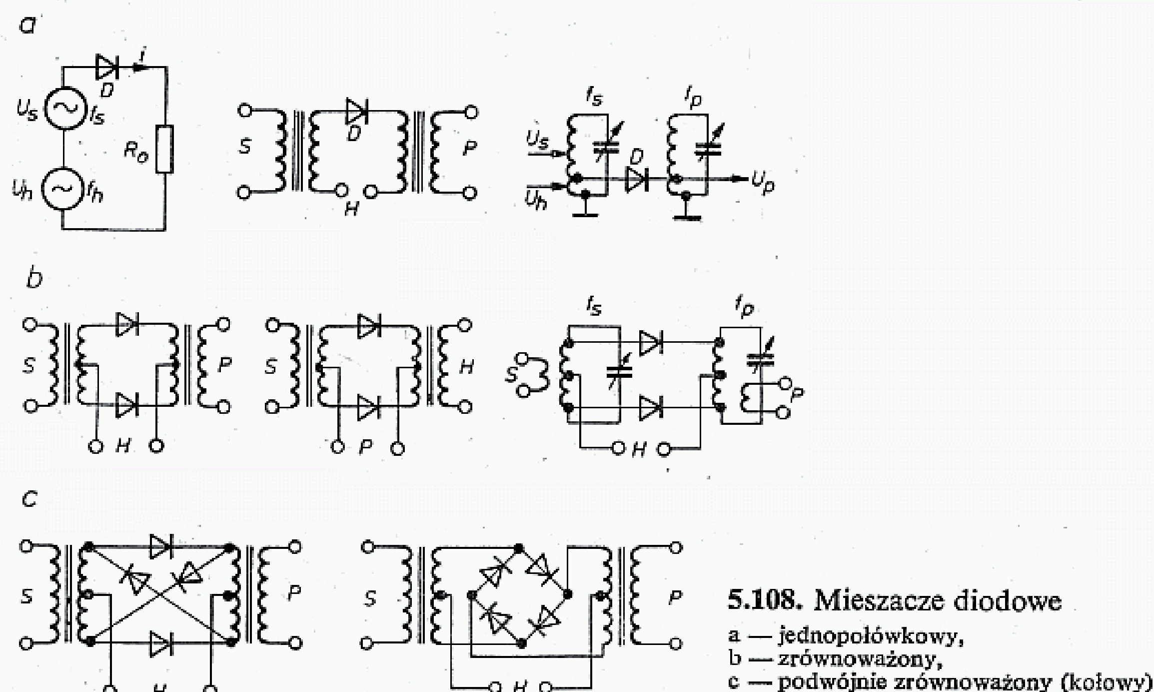
W układach przemiany, po mieszaczach, występują zazwyczaj filtry środkowo-przepustowe kwarcowe, których *IP3* jest także na poziomie 30 dB (rozdz. 3.9). Filtry te często zawierają transformatory na rdzeniach ferrytowych wykazujących nieliniowość przy silnym sygnale. Filtry bez transformatorów (np. drabinkowe) także wykazują nieliniowość, lecz przy większych poziomach sygnału. Jest ona wywołana pracą płytki rezonatora poza zakresem liniowych drgań sprężystych, szczególnie przy cienkich płytkach, a więc przy wysokich częstotliwościach. Filtry kwarcowe w zakresie 9 MHz do 40 MHz bardzo starannie wykonane mają *IP* około $+30$ dBm, a na mniejszych częstotliwościach wartości dochodzące do 40 dBm.

W literaturze rozróżnia się mieszacze sumujące, w których do elementu nieliniowego doprowadza się na jedno wejście (wrota) jednocześnie dwa napięcia U_h i U_s oraz mieszacze iloczynowe, w których napięcia te doprowadzane są do różnych wrót. Przy bliższej analizie matematycznej procesu mieszania oba układy okazują się równoważne, różnica polega przede wszystkim na stopniu izolacji poszczególnych sygnałów od siebie. W mieszaczach istotne jest uzyskiwanie dużej izolacji między wrotami wejściowymi (U_s), wrotami heterodyny (U_h) i wrotami wyjściowymi (I_p), tak by sygnały heterodyny i p.cz. nie dostawały się do toru sygnału wejściowego, gdyż jest to źródłem dodatkowych zakłóceń. Zakłócenia te przejawiają się pogorszeniem poziomu *IP*, dodatkowymi szumami i, skutkiem mieszania na niskosygnałowych przedwzmacniaczach, występowaniem niepożądanych sygnałów ubocznych.

Reasumując, oba rodzaje mieszaczy, tj. aktywne i pasywne, są w stanie jednakowo dobrze spełnić swoją rolę, a ich wybór zależy od możliwości i upodobań konstruktora. Obecnie produkowane są gotowe mieszacze podwójnie zrównoważone diodowe oraz układy scalone z podwójnie zrównoważonymi mieszaczami aktywnymi.

5.4.2 Mieszacze diodowe

Podano tu podstawowe wiadomości dotyczące mieszaczy diodowych. Mają one zastosowanie także w odniesieniu do mieszaczy tranzystorowych. Na rysunku 5.108a pokazano układ prostego mieszacza jednodiodowego. Do diody D doprowadzone są napięcia U_s i U_h o częstotliwościach f_s i f_h, a na wyjściu uzyskuje się prąd I_p zawierający bardzo szerokie widmo produktów mieszania. Dla ułatwienia zapisu na schematach obwody sygnału, heterodyny i pośredniej są oznaczane litarami S, H i P.



5.108. Mieszacze diodowe
a — jednopołówkowy,
b — zrównoważony,
c — podwójnie zrównoważony (kołowy)

Schemat drugi na tym rysunku dotyczy mieszacza z transformatorami szerokopasmowymi, a schemat trzeci — mieszacza z obwodami rezonansowymi. W ogólnym przypadku charakterystyka diody opisywana jest równaniem

$$i = a_0 + a_1 u_s + a_2 u_s^2 + a_3 u_s^3 + \ldots \tag{5.31}$$

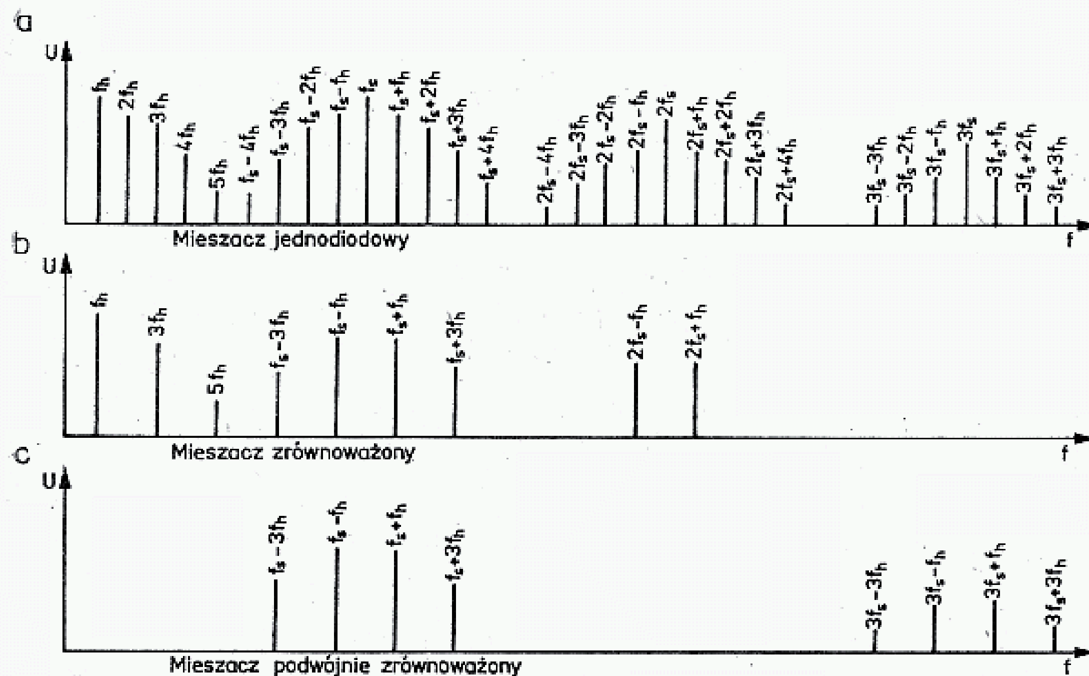
gdzie współczynniki a_0, a_1, a_2... zależą od właściwości złącza *p-n* i napięcia heterodyny u_h.

Widmo fourierowskie prądu zawiera składowe kombinacyjne o częstotliwościach $nf_s \pm mf_h$ (gdzie n i m są liczbami całkowitymi). W prądzie i, przy założeniu $f_h < f_s$, będą więc występowały sygnały f_s+f_h, f_s-f_h, $2f_s+f_h$, $2f_s-f_h$, $2f_s+2f_h$, $2f_s-2f_h$, $3f_s+f_h$ itd. Widmo takiego mieszacza pokazano na rys. 5.109a. Dla ograniczenia tego widma, które ma nieskończenie wiele prążków, stosuje się specjalne diody o tzw. charakterystyce kwadratowej, w której współczynniki a_3 i wyższe mają wartości szybko malejące. Do diod takich należą między innymi diody Schottky-ego oraz diody mieszające starszego typu np. 1N21, ДК-С, ДГ-С. W nowoczesnych zintegrowanych mieszaczach diodowych o wysokim IP3 stosuje się odpowiednio dobrane kwartety diod Schottky'ego, przy czym często są to diody wielkosygnałowe (ang.: *large signal*). Diody te mogą być łączone szeregowo-równolegle dla zwiększenia mocy mieszacza. Spotyka się układy zawierające 64 diody [69].

Poziom wyższych harmonicznych zależy od szybkości przełączania diody przez sygnał heterodyny U_h. Z tych powodów stosuje się dość znaczne poziomy tego

napięcia (>0 dBm) i formuje go w przebiegi prostokątne. Wpływ poziomu napięcia heterodyny na sprawność mieszacza pokazano na rys. 5.82 (p. rozdz. 5.2.3).

Mieszacze jednodiodowe mają sprawność nie przekraczającą 16% i nie posiadają izolacji między S i H. Układy takie stosowane są w prostych mieszaczach



5.109. Widma mieszaczy przy założeniu $f_h < f_s$
a — jednodiodowego, b — zrównoważonego, c — kołowego

MKF. Jeśli f_s jest bliskie f_h, a mieszacz nie jest poprzedzony przedwzmacniaczem, to sygnał heterodyny przedostaje się do anteny. Zjawisko takie występuje w prostych odbiornikach homodynowych.

Wady tej nie ma układ zrównoważony (rys. 5.108b). Napięcie heterodyny doprowadzane jest do symetrycznego transformatora szeroko pasmowego lub obwodu rezonansowego i na przemian przełącza obie diody. Na wyjściu *P* otrzymuje się widmo bez połowy produktów mieszania, gdyż część z nich dochodzi do obu połówek transformatora wyjściowego w fazie zgodnej, a więc się znosi (rys. 5.109b). Sprawność takiego mieszacza, przy założeniu nie występowania strat w transformatorze i diodach, w wyniku wykorzystania obu połówek sygnału może dochodzić do 32% (−10 dB) pod warunkiem obciążenia dopasowaną rezystancją wszystkich 3 wrót S, H i P. W mieszaczu zrównoważonym przy dopasowanych obciążeniach i dobranych parach diod uzyskuje się izolację wrót heterodyny H i sygnału S wynoszącą co najmniej 30 dB. W mieszaczu z transformatorem szerokopasmowym izolacja wrót P i sygnału wejściowego S jest bardzo mała, natomiast, jeśli są zastosowane obwody rezonansowe, to izolacja zależy od stosunku f_s/f_p i charakterystyki przenoszenia obwodu rezonansowego.

Mieszacze zrównoważone są więc stosowane w układach przemiany z małą częstotliwością f_p oraz w prostych mieszaczach UKF i MKF. W czasie kluczowania diod napięciem heterodyny impedancja wejściowa (*S*) i wyjściowa (*P*) ulega silnym zmianom, co utrudnia właściwe dopasowanie obciążeń. W mieszaczach szerokopasmowych o trzech wrotach można dowolnie zmieniać miejsce przyłączenia *S*, *H* i *P*.

Na drugim schemacie 5.108b do środków transformatora dołączono obwód P. Zmniejsza to sprzężenie P-S i P-H, lecz zwiększa sprzężenie S-H. Na trzecim schemacie pokazano jedną z możliwych kombinacji z obwodami rezonansowymi.

Najlepsze właściwości ma układ podwójnie zrównoważony (rys. 5.108c), nazywany także mieszaczem (modulatorem) kołowym lub pierścieniowym co wynika z szeregowego połączenia czterech diod. Widmo częstotliwości takiego mieszacza pokazano na rys. 5.109c. Zawiera ono tylko parzyste produkty mieszania: $f_s - 3f_h$, $f_s - f_h$, $f_s + f_h$, itd. Sprawność takiego mieszacza, przy założeniach jak poprzednio, dochodzi do 64% (−4 dB).

Mieszacz podwójnie zrównoważony umożliwia uzyskanie bardzo wysokiej wzajemnej izolacji wszystkich wrót, dochodzącej do 60 dB, a ponadto impedancje wejściowe nie zmieniają się w czasie przełączania diod, pod warunkiem, że napięcie U_h jest dostatecznie wysokie. Ułatwia to właściwe obciążenie wszystkich wrót rezystancją dopasowaną. Obszerny opis matematyczny procesu mieszania tego typu mieszaczy podano [69].

Diody stosowane w mieszaczach zrównoważonych muszą być dobierane z większej liczby, tak by ich charakterystyki pokrywały się w szerokim zakresie. Transformatory szerokopasmowe nawijane są na rdzeniach pierścieniowych, przy czym rdzenie ferrytowe są gorsze, bo dają mniejszy *IP3* niż rdzenie z żelaza sproszkowanego. Sposób projektowania takich transformatorów podano w rozdz. 3.10. Montaż całego mieszacza musi być symetryczny, by pojemności i indukcyjności rozproszone były jednakowe, co jest szczególnie ważne w górnych zakresach UKF. Obecnie produkowanych jest kilka odmian szerokopasmowych monolitycznych mieszaczy podwójnie zrównoważonych z diodami Schottkyego. Ich podstawowe parametry zestawiono w tablicy 5.4.1 (na końcu książki), gdzie straty przemiany podano jako wartość maksymalną w całym pasmie przepustowym oraz podano

Tablica 5.4.2

Parametry mieszacza SBL1 — Mini Circuits

Zakres częstotliwości f_h, f_s			1—500 MHz	
f_p			0—500 MHz	
Tłumienie przemiany [dB]		typ.	max.	
2—250 MHz		5,5	7,5	
1—500 MHz		6,5	8,5	
Izolacja [dB]		1—10 MHz	10—250 MHz	250—500 MHz
H-S		60 (35)	45 (30)	35 (25)
H-P		45 (30)	40 (25)	30 (20)
1 — dB kompresja przy poziomie	+1 dBm			
Łączna moc maksymalna	50 mW			
Maksymalny prąd szczytowy I_p	40 mA			
Temperatury pracy	−55° ÷ +100°C			
Lutowanie	10 s, 260°C			
Tłumik elektroniczny: minimalne tłumienie 3 dB przy 20 mA				
Detektor fazy: niezrównoważenie prądu stałego typ. 1 mV				
maksymalne napięcie wyjściowe 0,25 V				
Masa:		5,2 g		

straty dla pasma ograniczonego dwustronnie marginesem o szerokości jednej oktawy (np. dla SBL1 pełne pasmo wynosi 1—500 MHz, a ograniczone: 2—250 MHz). Mieszacz SRA wykonywany jest także w wersji wysokoprądowej i ma wtedy oznaczenie SRA1H oraz wymaga mocy heterodyny +13 dBm, zaś kompresja 1 dB następuje przy +6 dBm.

Na rysunku 5.110a pokazano układ połączeń i wymiary mieszacza SBL1, na dalszych rysunkach parametry w funkcji częstotliwości i poziomu sygnału heterodyny, zaś w tablicy 5.4.2 bardziej szczegółowe parametry tego mieszacza. Układ połączeń pokazany na rys. 5.110b jest typowy dla mieszaczy miniaturowych z wyprowadzeniami typu DIL (ang. *dual in line*), przy czym różne firmy mają inne sposoby łączenia do końcówek (rys. 5.110c). Końcówka *1* wyróżniona jest odmiennym kolorem szklanej perełki przepustowej. Niektóre mieszacze mają wewnętrznie połączone punkty *5* i *6* oraz *3* i *4*, a także niektóre typy mają końcówki *7*, *5*, *6* i *2* połączone z obudową i należy łączyć je z masą. Niektóre z mieszaczy wykonywane są w obudowach typu *flat pack* (rys. 5.110d). Ich wyprowadzenia należy delikatnie dogiąć do ścieżek obwodu drukowanego trzymając pincetą przy korpusie, tak by szklana obudowa nie pękła. Przy lutowaniu mieszaczy należy postępować tak jak przy lutowaniu delikatnych półprzewodników, tj. lutować w ciągu 5 s [71].

Mieszacz SBL1 może mieć końcówki *2*, *5*, *6*, i *7* połączone z masą lub być zasilany symetrycznie. Można także wzajemnie zmieniać przeznaczenie końcówek *8* i *1*. Mieszacze tego typu stosuje się w torze odbiorczym, w którym następuje obniżanie częstotliwości, np. f_s = 432 MHz, f_h = 404 MHz, f_p = 28 MHz, zaś w torze nadawczym mogą spełniać rolę odwrotną, tj. f_h = 404 MHz, f_s = 28 MHz, f_p = 432 MHz. W tym przypadku często stosuje się zamianę miejscami wrót H i P. Wykresy na rysunkach 5.110f÷k pokazują właściwości mieszacza. Przy mieszaniu sumującym powstają dodatkowe straty, gdy $f_p > 100$ MHz (rys. 5.110g).

Tablica 5.4.3

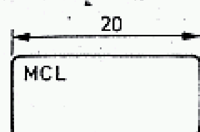
Parametry mieszaczy produkcji USA

Model	FD-CDB-145	DMF-2A 750	DBM 158	FC 200	M4A	MD614
Firma	Elektron Corporation	Merrimac Industries	Varil Company	Lorch	Watkins	Anzac
Zakres (MHz)	0,5—1350	50—1500	500—1500	10—1500	10—1500	600—2000
Tłumienie (dB)	9	9	7,5	8,5	8,5	7,5
Cena	29	40	50	59	60	75

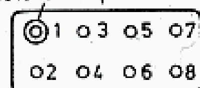
Bardzo dobrą izolację przy częstotliwościach ponad 100 MHz uzyskuje się pod warunkiem prawidłowego usytuowania i ekranowania dołączonych obwodów (rys. 5.110e). Mieszacz należy montować na laminacie dwustronnym, w którym masa jest od strony montowanych elementów. Otwory pod końcówki przepuszczane muszą mieć odpowiednie sfazowanie, by końcówki nie zwierały się z masą. Przy laminacie szklano-epoksydowym przy $Z_0 = 50\ \Omega$ ścieżki mają szerokość 2,5 mm.

a

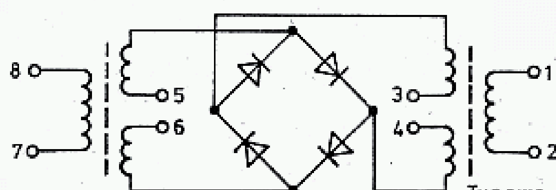
Napis nad końcówką nr 2



Kolorowa perełka

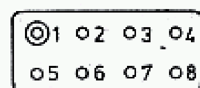


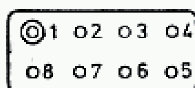
b



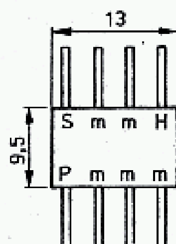
Typowe połączenia
H – 8
S – 1
P – 3+4 złączone razem
masa – 2,5,6,7

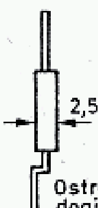
c





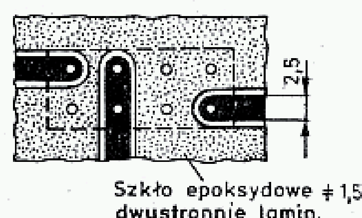
d





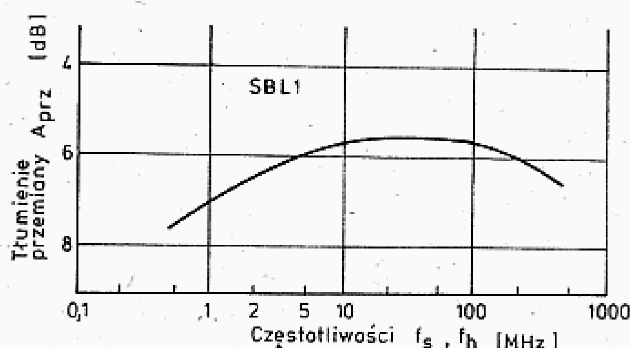
Ostrożnie dogiąć

e

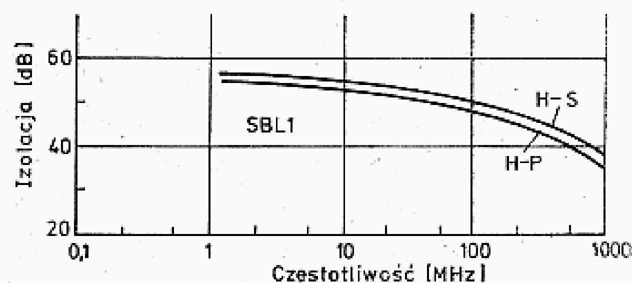


Szkło epoksydowe ⌀ 1,5 dwustronnie lamin.

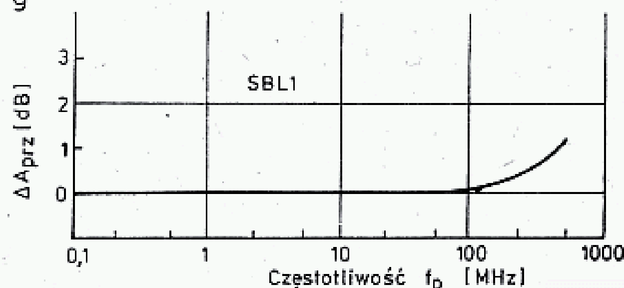
f



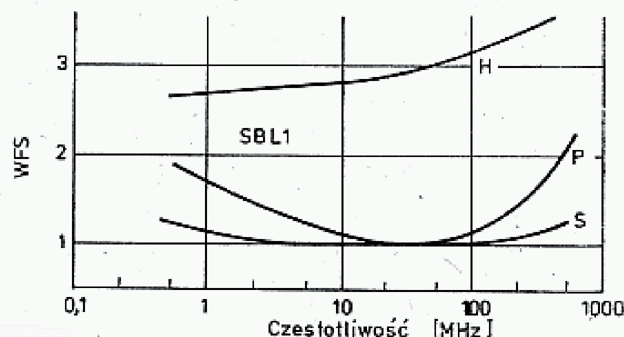
h



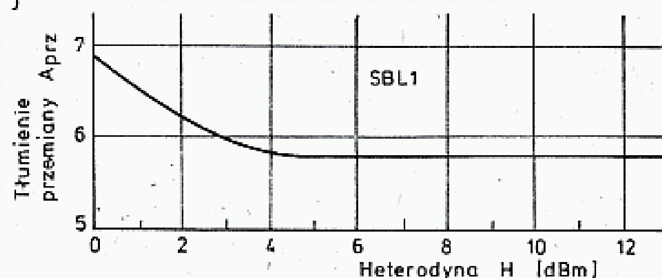
g



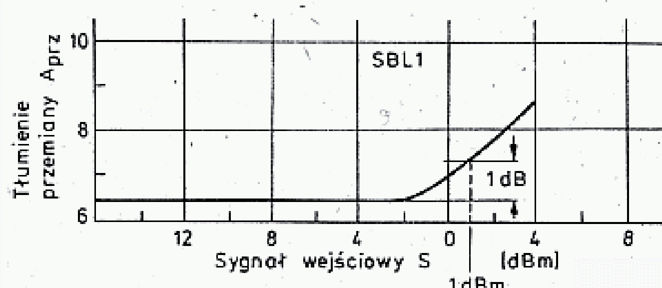
i



j



k



5.110. Miniaturowe mieszacze podwójnie zrównoważone

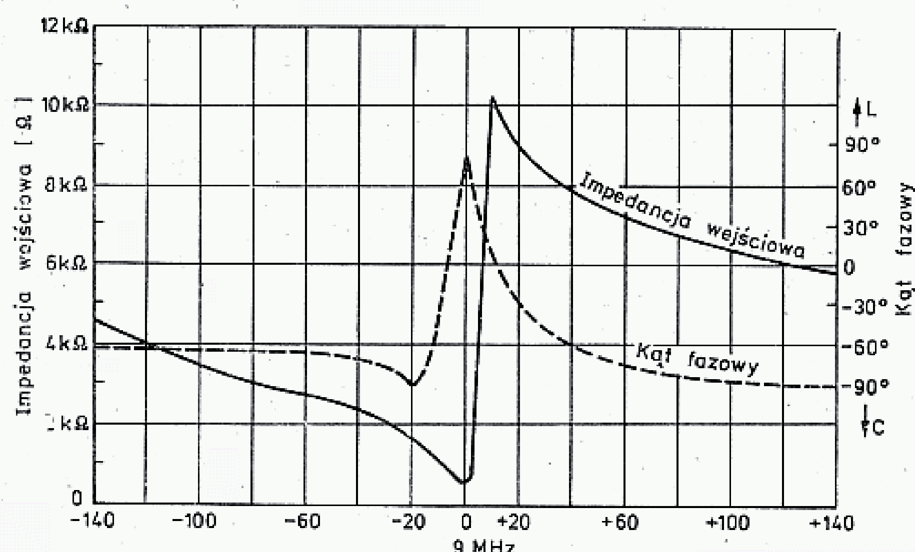
a — wymiary i wyprowadzenia przy budowie typu *dual in line*-DIL; numeracja końcówek dotyczy SBL1 i IE 500,
b — typowy układ połączeń i wyprowadzeń,
c — numerowanie końcówek innych typów w obudowie DIL,
d — obudowa typu *flat pack* — FP,
e — sposób montażu na dwustronnym laminacie,
f — tłumienie przemiany w zależności od częstotliwości sygnału,
g — dodatkowe tłumienie przy wielkiej częstotliwości pośredniej,
h — izolacja wrót w zależności od częstotliwości,
i — WFS poszczególnych wrót,
j — tłumienia przemiany w zależności od poziomu sygnału heterodyny,
k — tłumienie przemiany w zależności od poziomu sygnału wejściowego

Na rysunku 5.110j pokazano wpływ poziomu sygnału heterodyny na tłumienie przemiany przy 150 MHz, a na rys. 5.110k wpływ poziomu sygnału S na tłumienie. Kompresja o 1 dB następuje przy sygnale $P_s = 1$ dBm. Ma to szczególne znaczenie w torach nadawczych transwerterów. Mieszacze diodowe wykonywane są już także dla dolnych pasm mikrofalowych, są one jednak drogie i w praktyce amatorskiej stosuje się częściej sprzęgacze kierunkowe. Kilka mieszaczy dobrych dla pasma 1296 MHz podano w tablicy 5.4.3.

Przykłady zastosowania mieszaczy diodowych można znaleźć także na rysunkach 5.12, 5.29, 5.30, 5,36, 5,82, 5,97.

5.4.3 Dopasowanie obciążenia mieszacza

Na rysunku 5.111 pokazano zależność impedancji wejściowej filtru KVG XF9B (PP9-2A OMIG) obciążonego zgodnie z danymi katalogowymi rezystancjami 560 Ω równolegle z pojemnościami 33 pF. Przy częstotliwościach poza zakresem



5.111. Charakterystyka wejściowa filtru KVB XF9B

pokazanym na rysunku filtr ten ma impedancje: dla −260 kHz $Z = 10$ kΩ, $\varphi = 0°$, dla −1,6 MHz $Z < 500$ Ω, $\varphi = 90°$, natomiast przy +1,2 MHz $Z < 500$ Ω.

Katalogowe parametry dynamiczne mieszacza uzyskuje się tylko przy prawidłowym obciążeniu czystym rezystancyjnym na wszystkich wrotach, najczęściej 50 Ω. Obciążenie to musi być zapewnione w całym zakresie częstotliwości pracy mieszacza, a w szczególności na częstotliwości sygnału lustrzanego, harmonicznych heterodyny i na częstotliwościach kombinowanych, powstających w wyniku procesu intermodulacji. W tablicy 5.4.4 podano wpływ rodzaju obciążenia wrót pośredniej częstotliwości *P* w podwójnie zrównoważonym mieszaczu SRA1H na wartość *IP3*; przy poziomie heterodyny $P_h = 23$ dBm.

Jak widać, bezpośrednie dołączenie filtru kwarcowego do wyjścia P mieszacza spowoduje obniżenie *IP3* o 22 dB, a także zostaje obniżony o 3 dB poziom sygnału S wywołującego kompresję 1 decybelową (rys. 5.110k). Włączenie reaktancyjnego obciążenia zamiast rezystancji 50 Ω na poszczególnych wrotach daje różne skutki. Najbardziej wrażliwe są wrota P, najmniej wrota S. Wynika z tego, że obwód

Tablica 5.4.4

Wpływ rodzaju obciążenia na parametry dynamiczne mieszacza

Rodzaj obciążenia	Tłumienie przemiany	Kompresja sygnału	IP3 i inne harmoniczne
S — 50 Ω P — bierne H — 50 Ω	zmiany ±3 dB	zmiany ±3 dB	zmiany ±20 dB
S — 50 Ω P — 50 Ω H — bierne	bez wpływu jeśli właściwy poziom sygnału H	bez wpływu jeśli właściwy poziom sygnału H	zmiany ±10 dB
S — bierne P — 50 Ω H — 50 Ω	±0,5 dB przy WFS = 2	±0,5 dB	Brak bezpośredniego wpływu

wejściowy może być wykonany jako obwód rezonansowy, co ułatwia optymalizację obciążenia wzmacniacza ze względu na szumy.

Znane są trzy podstawowe sposoby dopasowania heterodyny (H) i obwodu p.cz. (P) do mieszacza, zapewniające obciążenie 50 Ω w szerokim zakresie częstotliwości:

1. Tłumik 3 do 6 dB, 50 Ω,
2. Tranzystor mocy dopasowany szerokopasmowo,
3. Diplekser.

Zastosowanie tłumika

Mieszacz podwójnie zrównoważony wnosi tłumienie sygnału 6÷10 dB. Jeśli do tego dodać jeszcze tłumienie tłumika 3÷6 dB i tłumienie filtru kwarcowego, wynoszące około 6 dB, to otrzyma się wypadkowe tłumienie 12÷22 dB. Tłumienie to pogarsza stosunek sygnału do szumu S/N oraz stawia bardzo duże wymagania pierwszemu stopniowi wzmacniacza p.cz., gdyż musi on mieć bardzo niski poziom szumów i dużą dynamikę.

Układy takie są bardzo rzadko spotykane, czasami są stosowane w układach pomiarowych. Tłumiki dopasowujące spotyka się natomiast w obwodzie wyjściowym heterodyny, gdyż jest to rozwiązanie dość proste, tłumi stany przejściowe, a straty w tłumiku łatwo jest pokryć odpowiednim zwiększeniem mocy generatora heterodyny. Są to czasami jednak dość znaczne moce, dochodzące w niektórych mieszaczach do 29 dBm (1 W).

Zastosowanie tranzystora mocy

Tranzystor mocy w układzie ze wspólną bazą/bramką z prądem kolektora/drenu około 30 do 50 mA ma rezystancję wejściową około 50 Ω w szerokim zakresie częstotliwości. Przykład takiego układu z fetem CP643 pokazano na rys. 5.112, [70]. Obwód wejściowy musi być aperiodyczny. Zamiast układu CP643 można zastosować

5.112. Mieszacz podwójnie zrównoważony i filtr p.cz. ze wzmacniaczem o dużej odporności dynamicznej: $IP3 = +30$ dBm

równolegle połączone dwa fety BF246 lub trzy albo cztery jednakowe tranzystory BF245, jednak z gorszymi wynikami. Rezystor nastawny $R_2 = 250\ \Omega$ służy do ustawienia prądu tranzystora w granicach $30 \div 50$ mA.

Układ z rys. 5.112 z mieszaczem SRA3H wymaga znacznego poziomu mocy heterodyny i dlatego dodano tam jeszcze wzmacniacz pracujący na układzie 2N5109 z wyjściem transformatorowym 4:1 i sprzężeniem zwrotnym napięciowym (680 Ω i 2200 pF). Wzmacniacz ten sterowany jest mocą (−1 do +2 dBm). Sprzężenie transformatorowe kompensuje pojemność wyjściową tranzystora *T1*. Oba tranzystory (*T1* i *T2*) wymagają założenia radiatorów. Wyjście filtru XF9B dołączone jest do transformatora Tr_2, który, jeśli jest właściwe zestrojony, stanowi dostateczne dopasowanie dla wyjścia filtru XF9B. Wzmacniacz pracujący na układzie 3N200 (40841) daje wzmocnienie około 34 dB dla częstotliwości 9 MHz. Tranzystor *T3* pozwala na regulację wzmocnienia w zakresie ponad 50 dB. Podane w różnych miejscach układu wartości w nawiasach odnoszą się do sygnału wejściowego S o poziomie 0 dBm. Układ z rys. 5.112 ma poziom *IP3* = +30 dBm. Podany na tym rysunku wzmacniacz heterodyny na 2N5109 ($f_T = 1{,}6$ GHz) może być zastąpiony przez BFR95.

Jeśli heterodyna pracuje przy stałej częstotliwości lub jest przestrajana w niewielkim zakresie, to można zastosować układ z rys. 5.113 [72]. Między generator o rezystancji wewnętrznej R_w a obciążenie włączone jest ogniwo dopasowujące R_s, L_s, C_p, R w postaci filtru dolnoprzepustowego, którego impedancja wyjściowa Z powinna być równa rezystancji wymaganej przez mieszacz, najczęściej $Z = R = 50\ \Omega$ (rys. 5.113a). Jeśli przyjąć $R_w + R_s = R$, to otrzyma się impedancję widzianą przez mieszacz na wrotach H:

$$Z = \frac{1}{\dfrac{1}{R + j\omega L} + \dfrac{1}{R + \dfrac{1}{j\omega C}}} \tag{5.32}$$

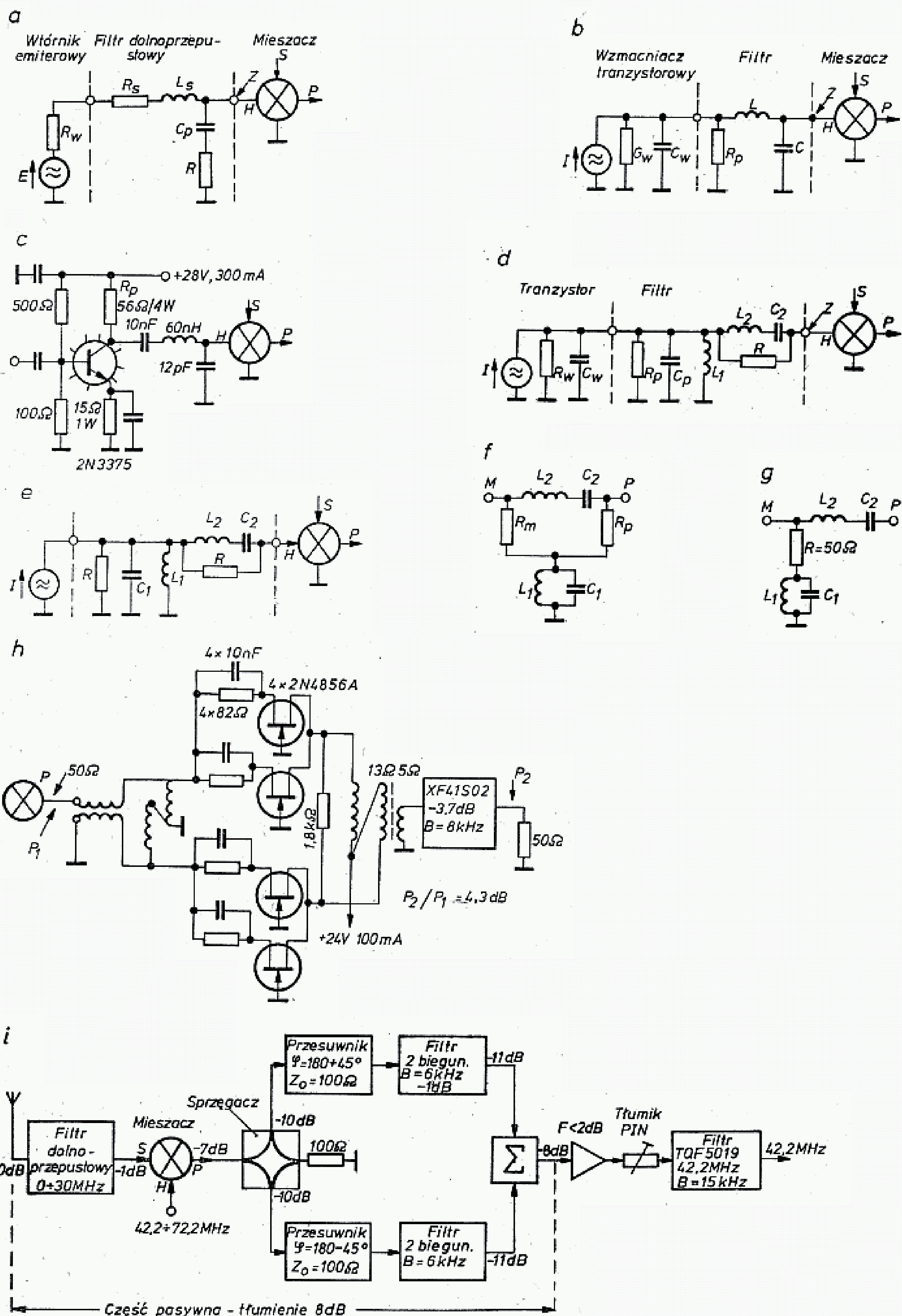
Z warunku $Z = R$ dla wszystkich częstotliwości wynika warunek:

$$\frac{L}{C} = R^2 \tag{5.33}$$

Istnieje wiele kombinacji par LC spełniających ten warunek. Iloczyn LC określa częstotliwość graniczną, powyżej której sygnał H nie będzie przez filtr przepuszczany (wzór 3.19). Indukcyjność L stanowi często część składową impedancji wewnętrznej generatora, np. przy wyjściu transformatorowym.

Przykład: Dopasować wtórnik emiterowy z $R_w = 30\ \Omega$ szerokopasmowo do $R = 50\ \Omega$, z zastosowaniem dławika 1 μH chroniącego wzmacniacz przed drganiami pasożytniczymi. Stosuje się układ z rys. 5.113a, z którego wynika $R_s = R - R_w = 50 - 30 = 20\ \Omega$; $C = L/R^2 = 10^{-6}/50^2 = 400$ pF, $f_g = 1/2 \cdot \pi\sqrt{10^{-6} \cdot 0{,}4 \cdot 10^{-9}} = 8$ MHz. Jeśli stopień wyjściowy ma znaczną pojemność wewnętrzną (wzmacniacz kolektorowy), wtedy stosuje się ogniwo filtru typu π (rys. 5.113b) częstotliwości granicznej f_g powyżej częstotliwości roboczej. Obliczenia przeprowadza się stosując wzory typowe dla filtru π:

$$L = \frac{R}{\pi f_g}; \qquad C = \frac{1}{2 \cdot \pi f_g R} \tag{5.34}$$



5.113. Układy szerokopasmowego obciążenia mieszacza rezystancją R

a — filtr na wyjściu heterodyny z wtórnikiem emiterowym, b — filtr na wyjściu wzmacniacza, c — przykład wzmacniacza szerokopasmowego na zakres 0,5÷100 MHz, d — układ wzmacniacza z wyjściem rezonansowym, e — układ zastępczy po włączeniu rezystancji i pojemności wyjściowej tranzystora, f — diplekser włączony między mieszacz i wzmacniacz p.cz. lub filtr wąskopasmowy; oba wrota mają rezystancję obciążenia R, g — prosty diplekser przedstawiający dla mieszacza obciążenie 50 Ω, h — wzmacniacz p.cz. = 41 MHz odbiornika komunikacyjnego między mieszaczem i filtrem, i — nowoczesny układ przemiany wysokiej w odbiorniku wszechpasmowym 0÷30 MHz z szumami F = 10 dB, IP = 40 dBm, dynamiką 113 dB

Rezystancje R_w i R_p mają dać wypadkową rezystancję R, stąd dalsze zależności potrzebne do obliczeń:

$$R_p = \frac{RR_w}{R_w - R} \tag{5.35}$$

oraz

$$L = 2R^2C \tag{5.36}$$

Częstotliwość graniczna f_g wynosi:

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC} \tag{5.37}$$

Przykład: Mieszacz wysokopoziomowy (ang.: *high level*) szerokopasmowy wymaga dostarczenia w zakresie 5÷100 MHz sygnału heterodyny $P_h = +23$ dBm $\widehat{=}$ 200 mW przy obciążeniu rezystancyjnym 50 Ω, w zakresie 5÷300 MHz. Tranzystor, jak to wynika z rys. 5.113b, obciążony jest równolegle połączonymi rezystancjami R_p i R, czyli rezystancją $R_0 \cong 25$ Ω. Moc w.cz. rozkłada się na te dwa rezystory, stąd tranzystor musi dostarczać moc 400 mW. Napięcie zmienne na kolektorze wyniesie $U_c = \sqrt{P \cdot R_0} = \sqrt{0{,}4 \cdot 25} = 3{,}16\ V_{sk}$. Prąd kolektora wyniesie (w.cz) $I_c = U_c/R_0 = 3{,}16/25 = 0{,}126$ A. Wartości maksymalne prądu i napięcia wynoszą odpowiednio $U_m = \sqrt{2}\,U_c = 4{,}42$ V, $I_m = \sqrt{2}\,I_c = 178$ mA. Pozwala to na dobranie punktu pracy tranzystora: $U_{ce} = 10$ V, $I_c = 250$ mA, $P_c = 2{,}5$ W (chłodzenie konieczne!). Dla prawidłowej pracy heterodyny w zakresie do 100 MHz tranzystor powinien mieć $f_T \geqslant 400$ MHz. Wybrano tranzystor 2N3375, który przy 100 MHz i $I_c = 250$ mA ma dane katalogowe: $C_w = 12$ pF, $R_w = 500$ Ω, $f_T = 400$ MHz. Przyjęto więc $C = C_w = 12$ pF i utworzono układ jak na rys. 5.113c. Oblicza się dalej: $R_p = RR_w/(R_w - R) = 55{,}6$ Ω, $L = 2R^2C = 60$ nH, $f_g = 1/2\pi RC = 265$ MHz. W filtrze tym występuje bardzo mała indukcyjność. Kondensator sprzęgający powinien mieć pojemność $C_k = 6 \div 10$ nF.

Jeszcze lepsze dopasowanie, przy jednoczesnym filtrowaniu harmonicznych ma układ z rys. 5.113d. Zastosowano tu dwa obwody: równoległy L_1C_1 i szeregowy L_2C_2, dostrajane do tej samej częstotliwości, tj. częstotliwości heterodyny f_h. Uwzględniając parametry wyjściowe tranzystora i oznaczając $C_1 = C_w + C_p$ oraz $R = R_w \cdot R_p/(R_w + R_p)$ można schemat sprowadzić do postaci prostszej, filtru środkowo-przepustowego, przedstawiającego czystą rezystancję R dla dołączonego mieszacza (rys. 5.113e). Z warunku $Z = R$ wynika

$$R^2 = \frac{L_1}{C_2} = \frac{L_2}{C_1} \tag{5.38}$$

Szerokość pasma filtru $\Delta f = f_0/Q$ (wzór 3.34), zaś dobroć Q dla tego układu wynosi:

$$Q = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \tag{5.39}$$

Przyjmuje się dobroć $Q \leqslant 10$.

Wartości poszczególnych elementów oblicza się z zależności:

$$L_1 = \frac{R}{2\pi f_h \cdot Q}; \quad L_2 = \frac{Q \cdot R}{2 \cdot \pi \cdot f_h}; \quad C_1 = \frac{Q}{2\pi f_h R}; \quad C_2 = \frac{1}{2\pi f_h QR} \tag{5.40}$$

zaś R_p określa wzór (5.35), [73].

Zastosowanie dipleksera

Trzecia metoda obciążenia wyjścia P mieszacza czystą rezystancją $R = 50\ \Omega$ w szerokim zakresie częstotliwści polega na zastosowaniu dipleksera. Jest to układ bardzo zbliżony do układów poprzednio opisanych. Diplekser w bardzo szerokim zakresie stanowi obciążenie obu wrót czystą rezystancją 50 Ω, z tym, że w pobliżu częstotliwości rezonansowej tłumienie jego maleje, a na częstotliwości rezonansowej f_p sygnał jest przenoszony bez strat. Jest to więc filtr środkowoprzepustowy (rys. 5.113f). Przy projektowaniu dipleksera przyjmuje się wartości $L_1, L_2 C_1$ i C_2, wynikające z wzoru 5.40, podstawiając f_p zamiast f_h. Układ musi być starannie zaprojektowany i wykonany, gdyż indukcyjności L_1 są bardzo małe, a C_1 mimo dużych wartości musi mieć bardzo małą indukcyjność.

Działanie dipleksera jest następujące. Przy częstotliwości znacznie mniejszej od f_p pojemność C_2 ma dużą reaktancję, zaś L_1 małą, skutkiem tego sygnał doprowadzony do wejścia M lub P jest obciążony rezystancją $R_m = 50\ \Omega$ lub $R_p = 50\Omega$, przy czym między wrotami M i P występuje prawie pełna izolacja. Podobna sytuacja występuje, gdy częstotliwość jest znacznie większa od f_p — wtedy L_2 ma dużą reaktancję, a C_1 małą i oba wejścia są obciążone rezystancją 50 Ω. Przy częstotliwości f_p obwód $L_1 C_1$, będący w rezonansie równoległym izoluje rezystory R_w i R_p od masy, zaś obwód $L_2 C_2$, będący w rezonansie szeregowym zwiera wrota M z P. W pobliżu częstotliwości rezonansowej f_p układ zachowuje się jak jednoobwodowy obwód rezonansowy o dobroci Q (wz. 5.39). Cenną właściwością dipleksera jest to, że przy częstotliwościach nieco różnych od f_p prawie nie występuje odbicie sygnału, jak to ma miejsce w zwykłym obwodzie LC, gdyż składnik ten jest pochłaniany przez

Tablica 5.4.5

Wartości elementów dipleksera z rys. 5.113f z obciążeniem 50Ω przy dobroci Q = 5

Element	Jednostki	Częstotliwość pośrednia f_p [MHz]					
		10,7	28	50	144	432	1296
L_1	[nH]	149	56,8	31,8	11,1	3,7	1,2
C_1	[pF]	1490	568	318	111	36,8	12,3
L_2	[nH]	3720	1420	796	276	92	30,7
C_2	[pF]	59,5	22,7	12,7	4,4	1,5	0,5

rezystory R_m lub R_p. Pasmo przepuszczania $B = f_p/Q$. Izolacja wrót M i P wynosi z grubsza 10 dB dla odchylenia częstotliwości ±3. B i 20 dB dla ±10. B (wzór 3.108). W tablicy 5.4.5 zestawiono wartości elementów dla najczęściej spotykanych częstotliwości pośrednich dla mieszaczy z obciążeniem 50 Ω, pracujących w układach przemiany w transwerterach. Jeśli w układzie nie jest wymagane bilateralne obciążenie 50 Ω, to rezystor R_p można pominąć.

W układach mieszaczy z wielką p.cz. (41 ÷ 70 MHz) dopasowanie obciążenia jest szczególnie ważne. Sygnał odbity od niedopasowanego obciążenia podlega powtórnemu mieszaniu w mieszaczu, z czym wiąże się znaczne obniżenie *IP3*. Na rysunku 5.113h pokazano przykład wzmacniacza p.cz. 41 MHz pracujący na czterech fetach 2N4856A stosowanego w profesjonalnych odbiornikach komunikacyjnych

[74]. Wzmacniacz ten przedstawia rezystancję wejściową 50 Ω z tłumieniem odbicia A_r = 20 dB i ma wzmocnienie 8 dB oraz poziom szumów F = 4 dB. *IP3* wzmacniacza wynosi 29 dBm, a więc dynamika DR = 110 dB. Po wzmacniaczu występuje filtr XF41SR KVG na częstotliwości 41 MHz z pasmem przepuszczania 8/18,4 kHz przy −3/−60 dB, impedancją 50 Ω, tłumieniem 3,7 dB i *IP* 48 dBm. Wzmocnienie układu z filtrem wynosi więc 8—3,7 = 4,3 dB. Jeśli więc przyjąć tłumienie mieszacza 6 dB, to uwzględniając, że wzmacniacz ma *IP* = 29 dBm, *IP* na wejściu mieszacza wyniesie 29+6 = 35 dBm. Wskazuje to, że stosowanie drogiego mieszacza o *IP* = = 40 dBm byłoby niecelowe. W układzie tym *IP* jest limitowane przez wzmacniacz.

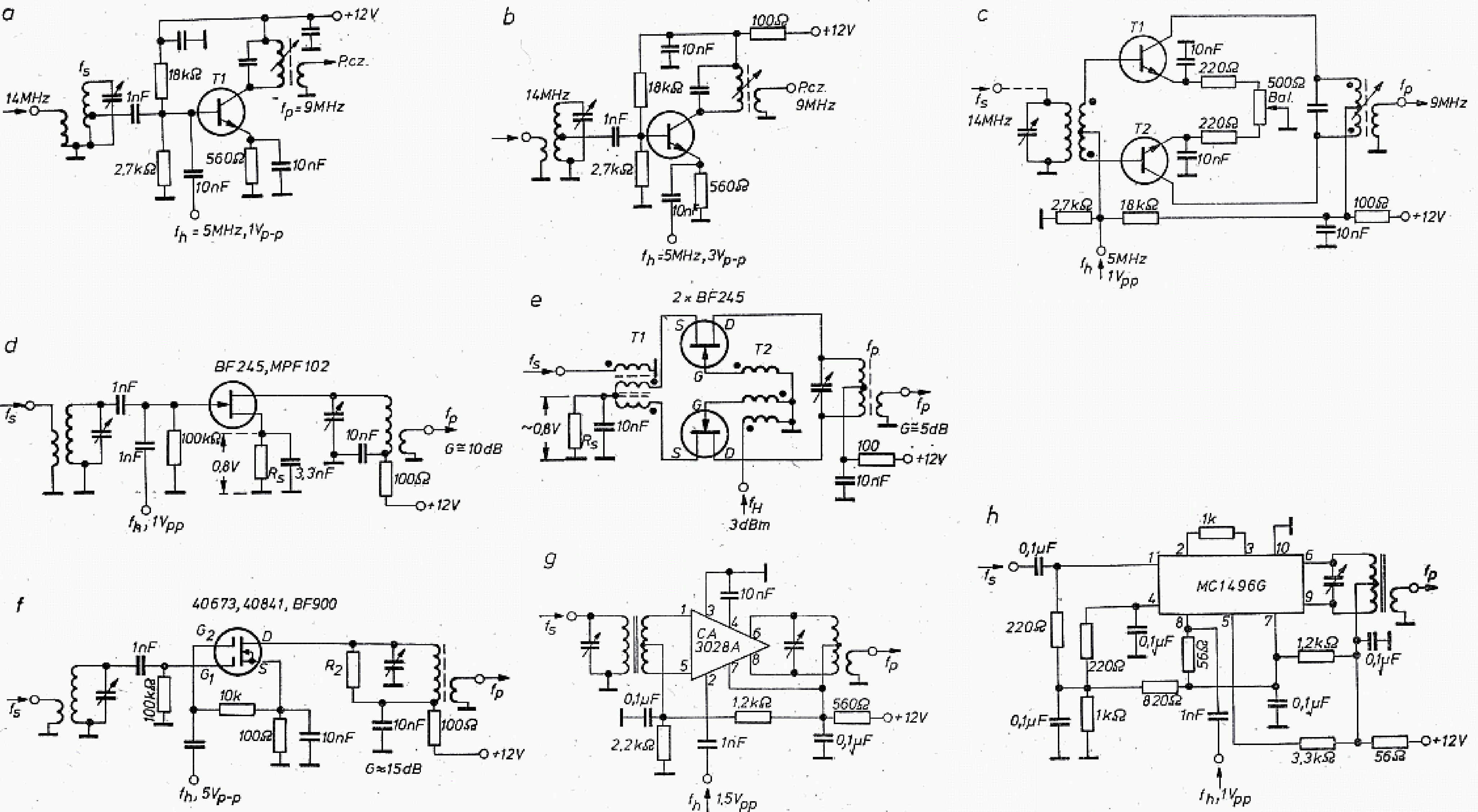
We współczesnych odbiornikach szerokozakresowych 0,1÷30 MHz z większą p.cz., np. 42,2 MHz, stosuje się bierne sprzęgacze dopasowujące mieszacz z pierwszym filtrem p.cz. Układ taki pokazano na rys. 5.113i, [74]. Na wejściu znajduje się filtr dolnoprzepustowy o f_g = 32 MHz z zabezpieczeniami przed przepięciami. Tłumienie filtru wynosi 1 dB. Mieszacz otrzymuje ponadto sygnał z małoszumnej heterodyny przestrajanej w zakresie 42,2÷72,2 MHz. Po mieszaczu sygnał p.cz. 42,2 MHz osłabiony o 7 dB dostaje się do sprzęgacza (rozdz. 3.11), który dzieli go po połowie na dwie gałęzie. W gałęzi górnej sygnał p.cz. przechodzi przez przesuwnik fazowy (ang.: *delay equalizer*) dający przesunięcie 180+45° i dwubiegunowy filtr Δf = 6 kHz, o tłumieniu 1 dB, zaś w gałęzi dolnej w układzie podobnym, lecz z przesunięciem 180−45°.

Na wyjściach oba sygnały z poziomem −11 dB wchodzą do sumatora hybrydowego, na którego wyjściu otrzymuje się sygnał o poziomie −8 dBm. Po wzmocnieniu przez małoszumny wzmacniacz (F < 2 dB) i przejściu przez tłumik regulowany zbudowany na diodach PIN, sygnał dostaje się do podstawowego filtru TQF-5019 TOYO z częstotliwością f_p = 42,2 MHz, pasmem 15/36 kHz przy −3/−60 dB, impedancją 50 Ω, tłumieniem −3,5 dB i IP 46 do 58 dBm. Cały układ na wejściu w.cz. ma współczynnik szumów F = 10 dB, *IP3* = 40 dBm i dynamikę 113 dB.

Filtry dwubiegunowe w obu gałęziach odbijają sygnały poza pasmowe i sygnały te przechodząc ponownie przez przesuwniki fazowe wracają do sprzęgacza, z wzajemnym przesunięciem o 180°. Ponieważ sygnały odbite mają tę samą amplitudę ulegają zniesieniu, a ich moc wydziela się w rezystorze obciążenia sprzęgacza. W ten sposób mieszacz „widzi" doskonale dopasowane obciążenie nawet przy odłączonych filtrach. Wymaga to jednak bardzo starannego zestrojenia przesuwników fazowych na częstotliwościach filtrów i zapewnienia stabilności zestrojenia przy zmianach temperatury. Problem można uprościć, jeśli przed sprzęgaczem włączy się diplekser o pasmie 10 MHz (rys. 5.113f). Jego reaktancja powinna wynosić: dla L_2 i C_2 po 5 Ω zaś L_1 i C_1 po 500 Ω i elementy LC powinny mieć dużą dobroć. Tłumienie dodatkowe takiego dipleksera wynosi 0,32 dB.

5.4.4 Mieszacze aktywne

Teoria mieszaczy diodowych znajduje pełne zastosowanie w mieszaczach tranzystorowych. Na rysunku 5.114a i b pokazano przykłady mieszaczy jednotranzystorowych sumacyjnych. Na wyjściu otrzymuje się widmo częstotliwości jak dla poje-



5.114. Układy mieszaczy aktywnych

a, b — proste mieszacze na pojedynczym tranzystorze bipolarnym, c — mieszacz zrównoważony, d — prosty mieszacz pracujący na tranzystorze polowym (FET), e — mieszacz szerokopasmowy zrównoważony, f — mieszacz iloczynowy na dwubramkowym fecie, g — mieszacz zrównoważony iloczynowy na scalonym wzmacniaczu różnicowym, h — mieszacz podwójnie zrównoważony pracujący na układzie scalonym

dynczej diody (rys. 5.109), a więc zawierające wiele prążków. Jeśli po mieszaczu zastosowany jest filtr wąskopasmowy, to harmoniczne nie przepuszczane przez filtr ulegają od niego odbiciu i wtórnemu mieszaniu, co znacznie obniża *IP3*. Mieszacze tego rodzaju stosuje się w popularnych odbiornikach radiowych, TV i prostych odbiornikach dla pasm amatorskich UKF. Ponieważ w tych mieszaczach występuje bezpośrednie sprzężenie sygnałów wejściowych i heterodyny sygnał S wpływa na stałość częstotliwości heterodyny *H*.

Układ z rys. 5.114b jest pod tym względem nieco korzystniejszy, gdyż heterodyna jest obciążona głównie rezystorem 560 Ω, lecz wymaga większego napięcia, około 3 V_{pp}, (V_{pp} — napięcie o wartości międzyszczytowej). W najprostszych urządzeniach spotyka się układy, w których ten sam tranzystor spełnia jednocześnie funkcję generatora heterodyny i mieszacza. Układy te są małostabilne i nie powinny być stosowane w urządzeniach amatorskich.

Zmniejszenie przenikania heterodyny H do wejścia S uzyskuje się w mieszaczach zrównoważonych (rys. 5.114c). W mieszaczu tym, tak jak w poprzednich stosuje się popularne tranzystory w.cz. w rodzaju BF180, BF173, BF215 itp. Oba tranzystory powinny być tak dobrane, by miały jednakowe charakterystaki $I_b = f(U_b)$ oraz $I_c = f(U_b)$. Transformatory w.cz. powinny być symetryczne i nawinięte bifilarnie. Drobną korektę charakterystyk przeprowadza się potencjometrem 500 Ω balansowym w obwodzie emiterów. Układ zrównoważony (przeciwsobny) uzyskuje izolację sygnału H od wejścia S do 20 dB, a obraz widmowy na wyjściu P mieszacza odpowiada rysunkowi 5.109b.

Większe wartości *IP3* uzyskuje się w mieszaczach zbudowanych na fetach (tablica 4.3.1). Fety mają dłuższą część liniową charakterystyki, zaś dolna część charakterystyki jest bardziej zbliżona do kwadratowej, niż jest to w tranzystorach bipolarnych. Poprawia to widmo sygnału wyjściowego (rozdz. 5.4.2).

Na rysunku 5.114d pokazano konwencjonalny układ mieszacza prostego zbudowanego na tranzystorze BF245, z wejściem rezonansowym. Ponieważ w przeciwieństwie do tranzystorów bipolarnych fet ma dużą impedancję wejściową można go dołączyć do górnego końca cewki, co zwiększa wzmocnienie napięciowe układu. Rezystor źródłowy dobiera się w zależności od prądu I_{dss} feta, tak, by spadek napięcia wynosił około 0,8 V. Mieszacz ten daje wzmocnienie przemiany około +10 dB.

Jeszcze lepszy jest układ zrównoważony z rys. 5.114e. Pokazano go w wersji mieszacza szerokopasmowego z wejściem źródłowym dla sygnału. Mieszacz taki ma mniejsze wzmocnienie (około 5 dB), lecz wymaga także słabszego sygnału heterodyny (+3 dBm na 50 Ω). Transformatory szerokopasmowe na rdzeniach pierścieniowych nawijane są trifilarnie. Kropki oznaczają początki uzwojeń. W przypadku pomyłki kierunków połączeń układ nie będzie działał.

We wszystkich tych układach częstotliwość p.cz. może być wybrana jako suma $f_p = f_s + f_h$ lub różnica $f_p = f_s - f_h$, wzgl. $f_p = f_h - f_s$ sygnału S i heterodyny H. Mieszacze z rys. 5.114a—e przy odpowiednio dobranych obwodach rezonansowych, sprzężeniach mogą być stosowane w prostych odbiornikach UKF poprzedzonych wzmacniaczem w.cz. W układach nadawczych, ze względu na wysoki poziom sygnałów intermodulacyjnych mieszaczy takich nie należy stosować.

W prostych układach odbiorczych obecnie często są stosowane fety dwubramkowe. Realizują one mieszanie iloczynowe, a zaletą jest znaczna izolacja między wrotami H i S, dłuższa część prostoliniowa charakterystyki, duża impedancja wejściowa i duże wzmocnienie przemiany (około 15 dB). Wadą jest potrzeba sygnału heterodyny o wyższym poziomie (5 V_{pp}). Napięcie polaryzujące G_2 musi być stałe, dobrane na najwyższy poziom *IP3*, nie może więc służyć do automatycznej regulacji wzmocnienia. Obciążenie przez obwód rezonansowy dostrojony do f_p powoduje, że pozostałe produkty mieszania, głównie sygnał lustrzany odbijają się od wyjścia powodując modulację amplitudową napięcia U_{DS}.

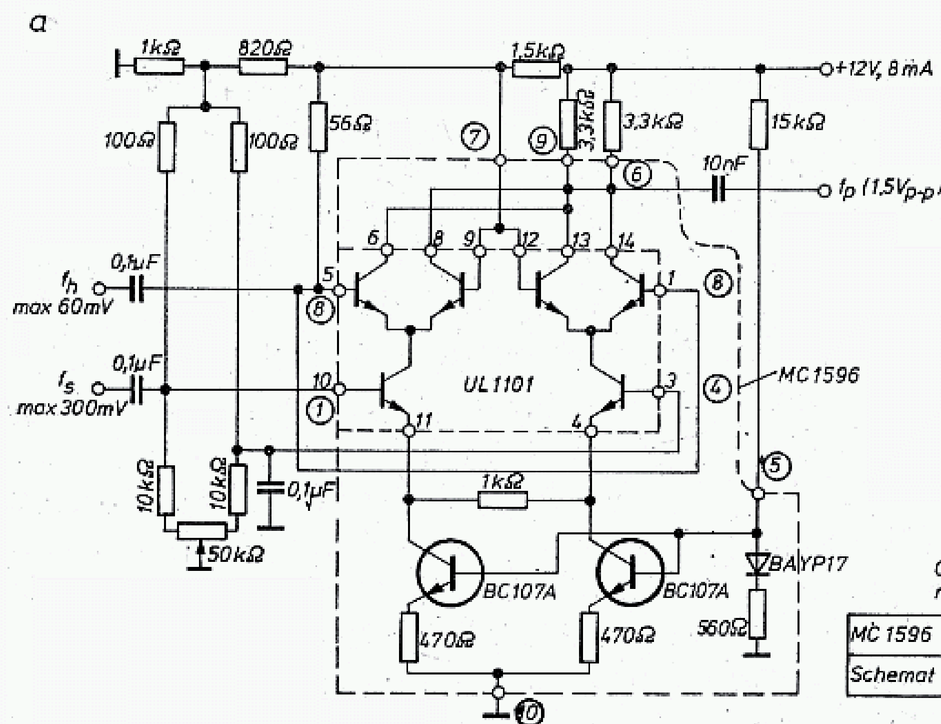
Skutkiem oddziaływania wstecznego na bramki pojawia się modulacja waraktorowa pojemności wejściowych, przedostawanie się sygnału lustrzanego do wejścia oraz generacja dalszych produktów kombinacyjnych mieszania co w efekcie znacznie obniża *IP3*. Zapobiega się temu obciążając dren D rezystancję 5÷10 kΩ. Przy mniejszych wartościach rezystancji R_2 wzmocnienie K maleje. Przykłady zastosowania mieszaczy zbudowanych na fetach dwubramkowych pokazano na rys. 5.14, 5.15, 5.27, 5.28, 5.29, 5.30.

W zakresie mniejszych częstotliwości, do 30 MHz, stosowane są mieszacze zrównoważone i podwójnie zrównoważone monolityczne w postaci układów scalonych (US). Przykłady zastosowania takich mieszaczy podano przy okazji opisywania innych układów, np. rys. 5.99 — mieszacz pracujący na układzie MAA661 — rys. 5.97 — układ na A220.

Na rysunku 5.114g podano przykład zastosowania wzmacniacza różnicowego CA3028 jako mieszacza zrównoważonego. Wśród mieszaczy zbudowanych na układach scalonych bardzo popularny jest układ podwójnie zrównoważony MC1496G. Zastosował go na przykład W7ZOI jako mieszacz w torze nadawczym (rys. 5.114h). Nowszą wersję tego mieszacza jako układ MC1596/SL1596 pokazano na rys. 5.155a, gdzie widać układ zastępczy z układem UL1101 CEMI, lecz w tabelce obok podano sposób podporządkowania wyprowadzeń obu układów oraz linią kropkowaną zaznaczono część układu, zawartą w układzie MC1596. Oba układy pracują poprawnie do częstotliwości 55 MHz. Układ MC1596 jest podstawowym składnikiem aktywnego, podwójnie zrównoważonego mieszacza Plessey SL6440C. Mieszacz ten, badany w układzie z rys. 5.115b wykazał *IP3* = +30 dBm przy wzmocnieniu 0 dB i współczynniku szumów $K = 11$ dB, [69].

Układ SL 6440C może pracować przy częstotliwościach do 220 MHz, a jego zaletą jest separacja wejścia (12, 13) i wyjścia (3,14), które może być łatwo adaptowane transformatorami do układów asymetrycznych. Transformator *T1* (rys. 5.115b) ma transformację 50/450 Ω, zaś *T2* — 200/50 Ω. Niektóre źródła podają wartość rezystancji $R_1 = 470$ Ω. Rezystor R_2 (500 do 5000 Ω) służy do ustawienia polaryzacji źródeł prądowych dla uzyskania albo najniższych zakłóceń intermodulacyjnych, albo większego wzmocnienia przemiany, które przy $I_{11} = 11 \div 13{,}5$ mA może wynosić 8 dB przy *IP3* na wyjściu 31 dBm. Izolacja H-S wynosi 27÷28 dB. Izolacja P-S wynosi 48 dB. Moc sygnałów heterodyny może zmieniać się w granicach od 0 dBm do −15 dBm. Izolacja H-P wynosi 29 dB, zaś sygnał $2f_h$ na wyjściu P jest osłabiony 72 dB. Układ nie wymaga dopasowanego obciążenia [75].

a

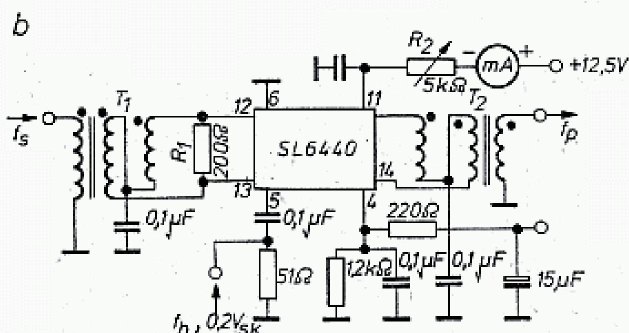




Odpowiedniki wyprowadzeń MC 1596 na schemacie obok:

MC 1596	1	2	3	5	6	7	8	9	10
Schemat	10	11	4	Dioda	14+8	9+12	5+1	6+13	Masa

b



c

C_b – 47nF

Wzmacniacz

Wtórnik

Mieszacz Rx

Mieszacz Tx

5.115. Mieszacze

a — układ zastępczy mieszacza MC1596 podwójnie zrównoważonego, b — typowy układ szerokopasmowego nowoczesnego mieszacza zbudowanego na SL6440, c — przykłady mieszaczy w torze odbiorczym i nadawczym współczesnego transiwera produkcji japońskiej

Zbadano i opisano w literaturze wiele pojedyńczo i podwójnie zrównoważonych mieszaczy aktywnych, w tym na tranzystorach bipolarnych, fetach jedno i dwubramkowych oraz VMOS.

Na rysunku 5.115c pokazano dwa mieszacze zastosowane we współczesnych transiwerze KF produkcji japońskiej. W torze odbiorczym po filtrze pasmowym następuje przedwzmacniacz zbudowany na układzie 3SK74, po nim wtórnik emiterowy sterujący przeciwsobnie, przez szerokopasmowy transformator, dwa fety 3SK74 w układzie zrównoważonym. Na wyjściu znajduje się symetryczny filtr o częstotliwości $f_p = 9$ MHz.

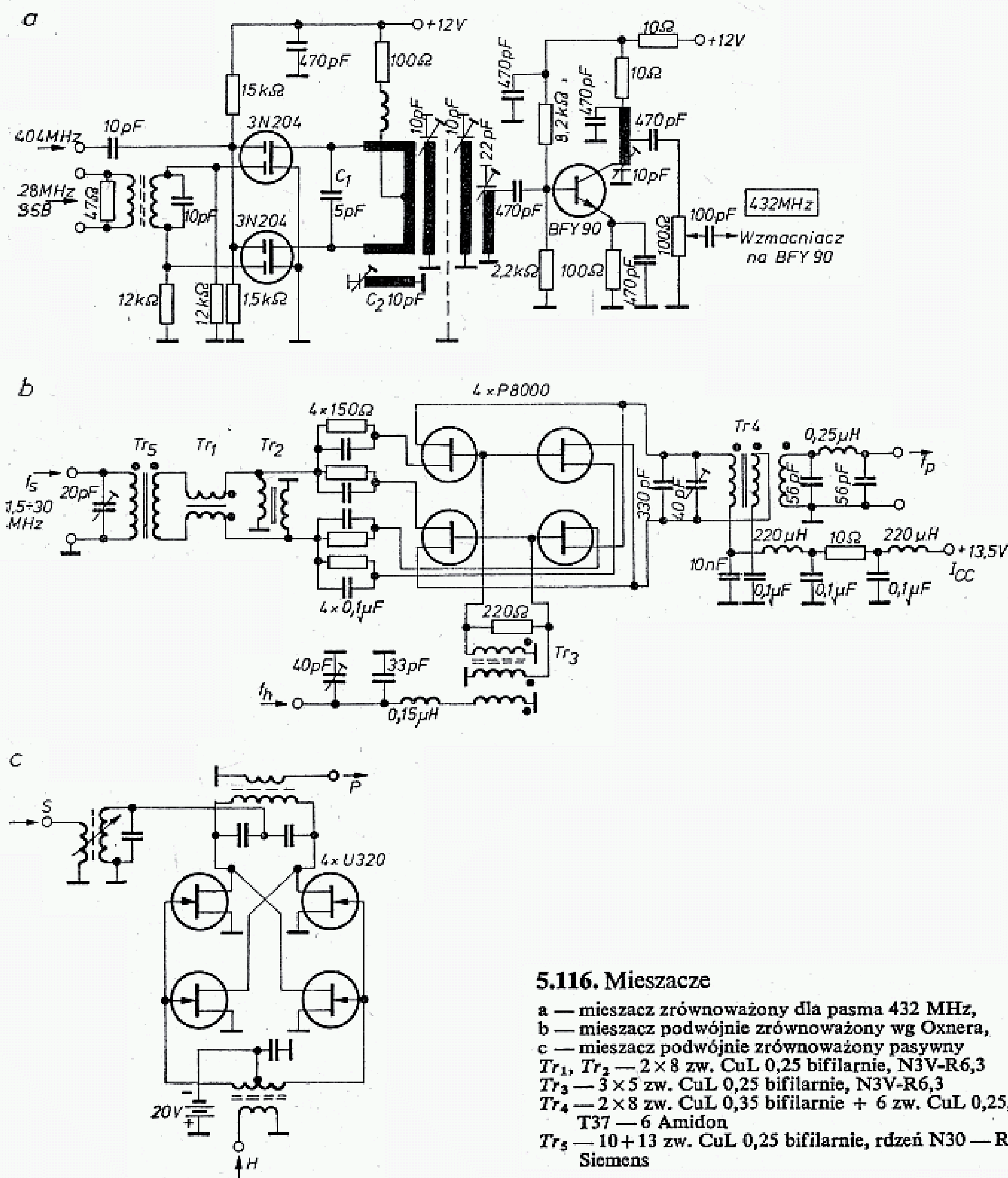
Sygnał heterodyny podawany jest równolegle na bramki G_2. W torze nadawczym zastosowano przeciwsobne sterowanie sygnałem heterodyny bramek G_2 oraz także przeciwsobne sterowanie bramek G_1 sygnałem SSB 9 MHZ. Wyjście fetów połączono równolegle, a zasilanie dołączono przez dławik 470 μH. Obciążenie stanowi filtr pasmowy, po którym następuje aperiodyczny wzmacniacz i stopień końcowy KF z filtrem pasmowym na wyjściu.

W literaturze [69, 75] podane są podobne układy mieszaczy. Pierwszy z nich [69] z transformatorem przeciwsobnym na wejściu i wyjściu 2×3N200 ma rezystancje źródłowe R_s po 120 Ω, $U_{G1} = 0$ V, $U_{G2} = +1{,}5$ V i napięcie heterodyny $U_h = 2$ V podawane na G_2. Podobny układ [75], lecz pracujący na układach 2×3N211, ma R_s po 560 Ω, $U_{G1} = 0$ V, $U_{G2} = +4{,}2$ V, $U_h = 8$ V_{pp} i przy sygnale −10 dBm PEP uzyskuje *IP3* = +17 dBm, przy wzmocnieniu przemiany +15 dB.

Na rysunku 5.116a pokazano przykład mieszacza w torze nadawczym 432 MHz, zastosowany w transwerterze MMT z zastosowaniem fetów dwubramkowych 3N204. Na uwagę zasługuje niestosowanie rezystancji w źródłach fetów. Suma sygnałów 404+28 MHz = 432 MHz jest wydzielona obwodem przeciwsobnym z kondensatorem C_1. Różnica, tj. 404−28 = 376 MHz jest wydzielana w obwodzie strojonym C_2. Po mieszaczu następuje 3 członowy filtr pasmowy na 432 MHz, do którego wyjścia dołączono wzmacniacz dwustopniowy zbudowany na tranzystorze BFY 90, po którym następuje 3-stopniowy wzmacniacz mocy. Tłumienie wszystkich sygnałów ubocznych na wyjściu nadajnika jest większe od 60 dB.

Na rysunku 5.116b pokazany jest układ mieszający podwójnie zrównoważony, zbudowany na 4. fetach P 8000 obszernie opisany przez Oxnera, [76]. W układzie tym uzyskuje się *IP3* = 34,5 dBm przy sygnale heterodyny $P_h = 20$ dBm w zakresie 10±30 MHz i przy mocy sygnału wejściowego −15 dBm do −5 dBm. Przy rosnącym sygnale S *IP3* maleje i np. przy $P_s = +5$ dBm *IP3* = 30 dBm. Wartość *IP3* zależy od temperatury fetów. Powyższy mieszacz przeznaczony jest do pracy w zakresie $f_s = 1{,}5$ do 30 MHz przy $f_p = 9$ MHz. Rezystancje wejściowe S i H mają 50 Ω, wyjściowa także 50 Ω, wzmocnienie przemiany $G = 1$ dB, współczynnik szumów *NF* = 8,5 dB, *IP3* > 31 dBm, izolacja *P-S* około 40 dB, *H-S* około 50 dB. Stosując obwody rezonansowe na wejściach S i H można poprawić izolację i zmniejszyć potrzebną moc heterodyny.

Na koniec należy zasygnalizować ciekawy układ mieszacza z rys. 5.116c, w którym wykorzystuje się złącza bazowe fetów spolaryzowane w kierunku zaporowym. Dreny tych tranzystorów nie są zasilane napięciem stałym, a jedynie sygnałem S o poziomie 13 dBm (1 V). Przy stosowaniu wąskopasmowych obwodów rezonan-



5.116. Mieszacze

a — mieszacz zrównoważony dla pasma 432 MHz,
b — mieszacz podwójnie zrównoważony wg Oxnera,
c — mieszacz podwójnie zrównoważony pasywny
*Tr*₁, *Tr*₂ — 2×8 zw. CuL 0,25 bifilarnie, N3V-R6,3
*Tr*₃ — 3×5 zw. CuL 0,25 bifilarnie, N3V-R6,3
*Tr*₄ — 2×8 zw. CuL 0,35 bifilarnie + 6 zw. CuL 0,25, T37 — 6 Amidon
*Tr*₅ — 10+13 zw. CuL 0,25 bifilarnie, rdzeń N30 — R6,3 Siemens

sowych uzyskuje się najwyższą ze spotykanych wartość *IP3* = +70 dBm, a przy obwodach szerokopasmowych *IP3* = +42 dBm. Tak wielkiej mocy nie można doprowadzić do mieszacza z powodu wytrzymałości napięciowej i cieplnej, wskazuje to jednak na możliwości techniczne tego rodzaju układów. Izolacja między H i S wynosi około 60 dB, zaś między H i P około 40 dB.

5.4.5 Mieszacze i konwertery mikrofalowe

5.4.5.1 Wprowadzenie

W urządzeniach mikrofalowych dominują mieszacze jednodiodowe i zrównoważone hybrydowe, choć w pasmie 1296 kHz spotyka się także mieszacze monolityczne podwójnie zrównoważone (tabl. 5.4.3). Wszystkie uwagi podane w rozdz. 5.4.2 na

temat mieszaczy diodowych mają i tutaj zastosowanie. Szczególnie istotną sprawą jest występowanie w mieszaczach jednodiodowych licznych prążków widma, z których tylko jeden jest właściwy, pozostałe są uboczne. Przy małej częstotliwości pośredniej f_p sąsiednie prążki uboczne, w szczególności sygnał lustrzany f_L, znajdują się blisko sygnału właściwego f_s i często są trudne do odfiltrowania, a także łatwo można popełnić pomyłkę przy strojeniu obwodów i zestrojenie się na częstotliwość lustrzaną. W torze nadawczym spowoduje to zużycie mocy na dwa kanały (f_s i f_L), a więc osłabienie sygnału właściwego o 3 dB oraz niedopuszczalne promieniowanie f_L poza pasmem.

W torze odbiorczym natomiast wystąpią sygnały interferencyjne, a szumy będą odbierane w dwóch kanałach (DSB) f_s i f_L zamiast z jednego kanału (SSB) f_s. Poza tym, w przypadku uzyskiwania sygnału heterodyny f_h drogą powielania z niskiej częstotliwości XO, istnieje niebezpieczeństwo, że przy niedostatecznym filtrowaniu sygnału na poszczególnych stopniach powielania, widmo heterodyny będzie posiadało znaczne prążki w odległości co f_{XO}. Te uboczne sygnały dają bardzo złożony obraz widmowy na wyjściu mieszacza, czasem nawet uniemożliwiający dobre zestrojenie obwodów S, H i P.

Spośród licznych, lepszych i gorszych układów mieszaczy mikrofalowych opisanych w literaturze wybrano kilka przykładów reprezentujących różne techniki, a o których sądzić można, że zostały staranniej zaprojektowane i zbadane. W opisywanych układach nie poprzestano na opisie tylko samych mieszaczy, lecz jednocześnie pokazano sposoby ich zastosowania w konwerterach i transwerterach MKF, gdyż układy te stanowią specyficzną całość.

W mieszaczach MKF istotnym parametrem jest poziom szumów mieszacza. Mieszacz idealny, nie wnoszący tłumienia ma poziom szumów $NF = 0$ dB, a więc szumy odbiornika są równe szumom p.cz.

W procesie przełączania realnego mieszacza z częstotliwością f_h następuje przeniesienie sygnału wejściowego f_s do pośredniej częstotliwości jako f_p. Stosunek mocy obu sygnałów określa tłumienie przemiany:

$$A_m = \frac{P_s}{P_p}; \quad A_{m\,\mathrm{dB}} = 10\log\frac{P_s}{P_p} = P_{s\,\mathrm{dBm}} - P_{p\,\mathrm{dBm}} \tag{4.51}$$

Przy obliczeniach poziomu szumów łatwo o popełnienie błędu interpretacyjnego i dlatego często przechodzi się do obliczeń za pomocą temperatur szumowych. Szczególnie ostrożnym należy być przy porównywaniu szumów otrzymanych z pomiarów dwuwstęgowych, czyli F_{DSB} (tj. f_s i f_L) z szumami przy pomiarach jednowstęgowych F_{SSB} (tylko f_s).

Temperatura szumowa mieszacza wynosi:

$$T_{DSB} = (A_m - 2)T_0 \tag{5.42a}$$

$$T_{SSB} = (A_m - 1)T_0 \tag{5.42b}$$

Przy poziomie szumów DSB równym F_{DSB} (w wartościach bezwzględnych) moc szumów SSB oblicza się z zależności:

$$F_{SSB} = 2F_{DSB} - 1 \tag{5.43}$$

Przykład: Zmierzono $NF_{DSB} = 4$ dB, czyli $F_{DSB} = \text{ant}\log\frac{4}{10} = 2{,}5$ oraz $NF_{SSB} = 2\cdot 2{,}5-1 = 4$ czyli $F_{SSB} = 6$ dB, a nie 7 dB jak by można w pierwszej chwili sądzić.

Temperatura szumowa układu odbiorczego z uwzględnieniem temperatury szumowej anteny T_A i pośredniej częstotliwości T_p dla mieszacza o tłumieniu A_m wynosi:

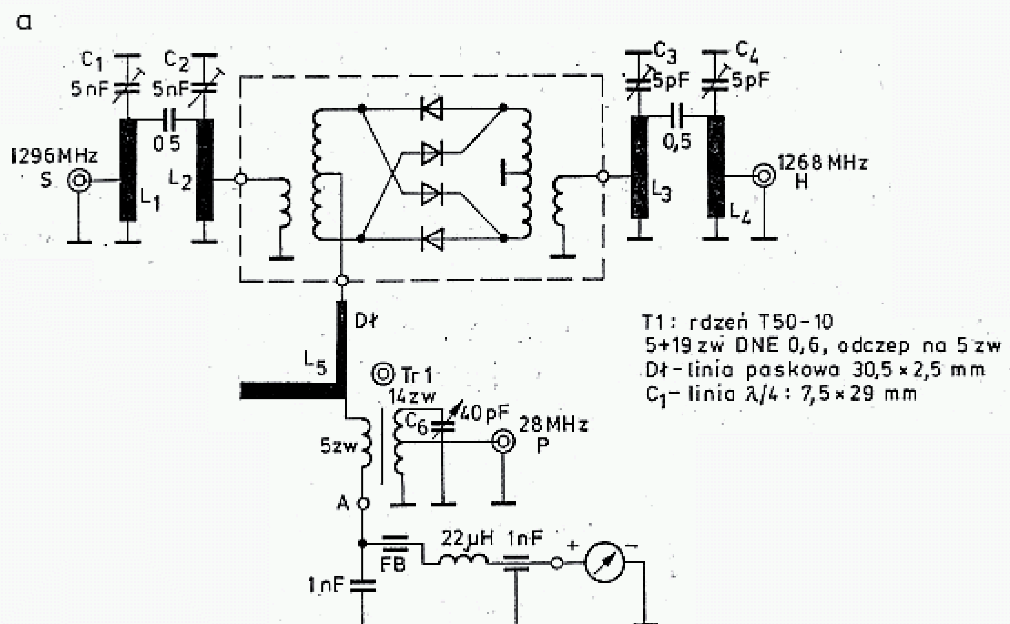
$$T_{SSB} = (A_m^{-1})T_0 + A_m T_p + T_A \tag{5.44a}$$

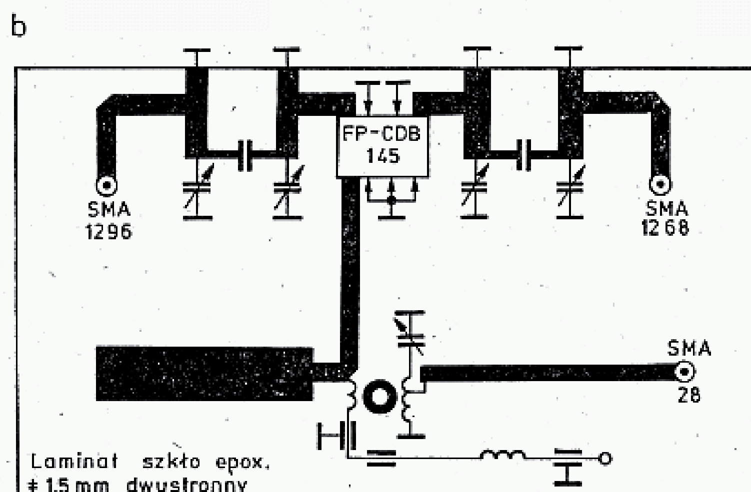
$$T_{DSB} = (A_m - 2)T_o + A_m T_p + 2T_A \tag{5.46b}$$

gdzie: T_0 — temperatura otoczenia; przyjmuje się $T_0 = 290$ K (p. rozdz. 4.2.8)

5.4.5.2 Mieszacze podwójnie zrównoważone

Na rysunku 5.117 pokazano mieszacz podwójnie zrównoważony diodowy, podobny do opisanych w rozdziale 5.4.2 dla pasm UKF, a opisany przez WA6UAM w [71]. Zastosowano w nim moduł w obudowie flat-pack typu FP-CDB-145 Oletron Corp. o zakresie częstotliwości 0,5 MHz do 1350 MHz (tabl. 5.4.3). Mieszacz wykonany jest na laminacie dwustronnym szklano-epoksydowym G10, o grubości 1,5 mm.





5.117. Mieszacz podwójnie zrównoważony dla pasma 1296 MHz
a — schemat ideowy,
b — płytka z obwodami paskowymi

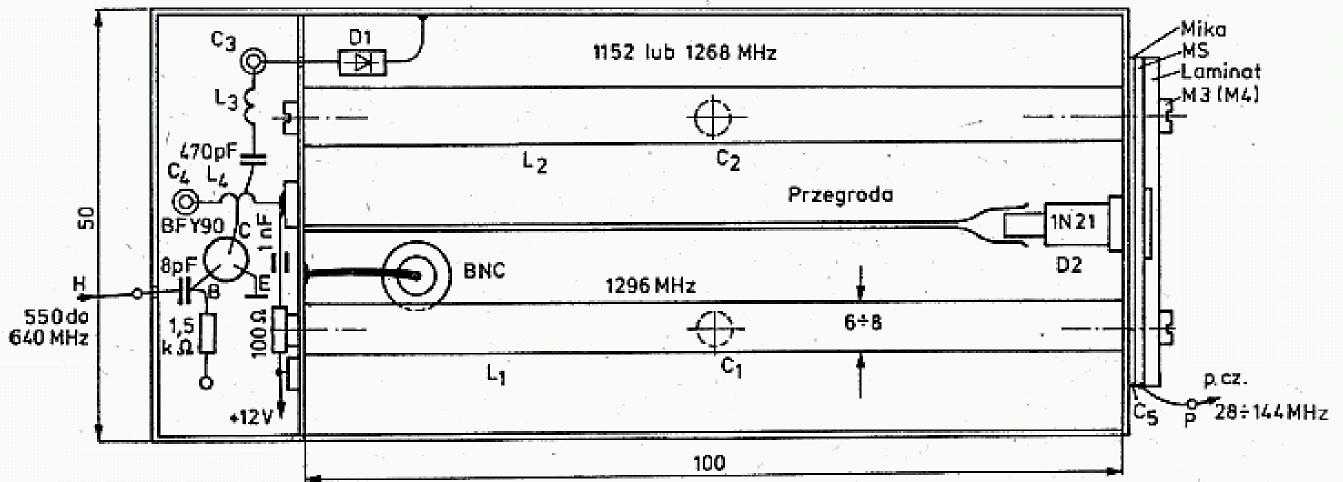
Spodnia część płytki służy jako masa. Od tamtej strony są także zamocowane trzy małogabarytowe gniazda typu SMA, specjalnie przydatne w zakresach MKF (do 4 GHz).

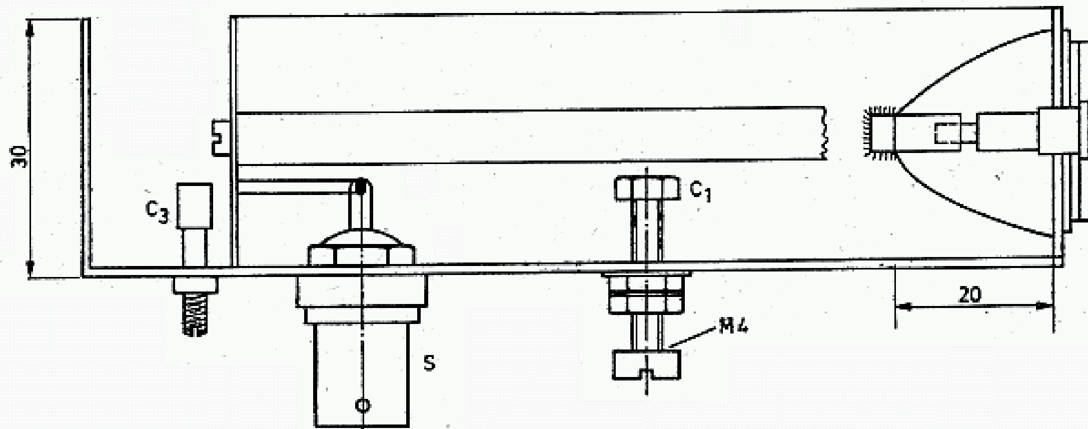
Linie paskowe $L_1 - L_4$ są na krawędzi płytki połączone z masą na spodzie płytki za pomocą cienkiej folii miedzianej zagiętej na krawędzi.

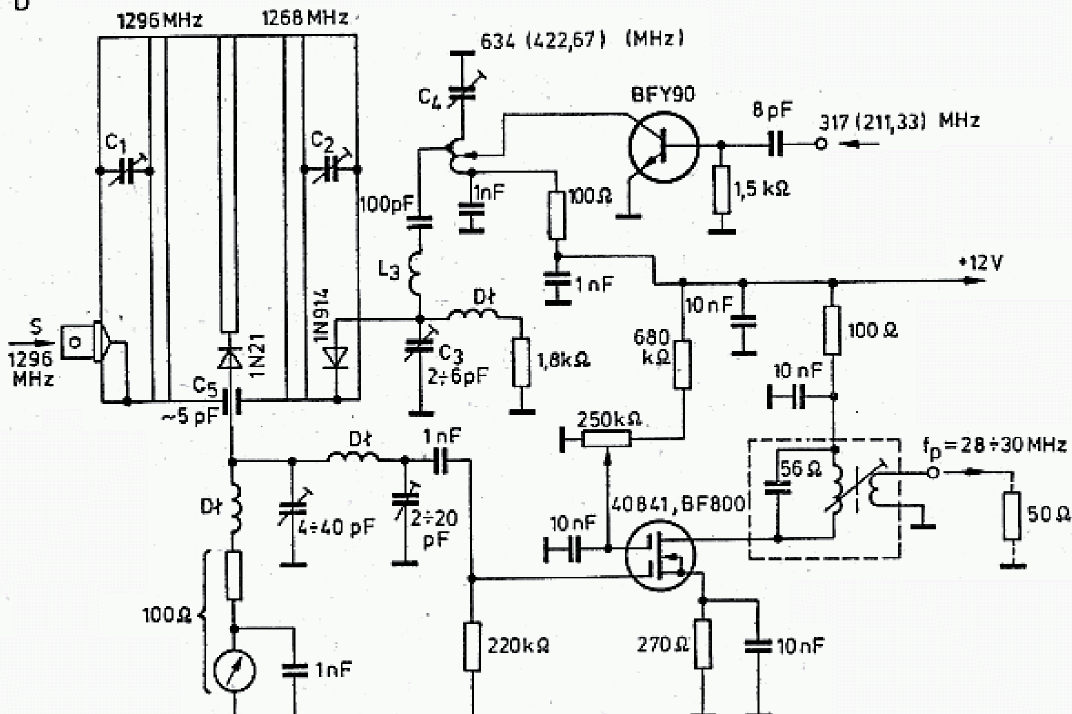
Kondensatory sprzęgające 0,5 pF są typu płytkowego. Przy montażu mieszacza flat-pack należy postępować delikatnie, gdyż jest on kruchy. Wyprowadzenia należy uformować kleszczami, tak by przylegały do płytki (rys. 5.110d) i wlutować gorącą kolbą w czasie do 5 s. Wyprowadzenia łączone z masą przechodzą przez otwory na drugą stronę.

To samo dotyczy dostrojczych kondensatorów rurkowych, ceramicznych 1—5 pF. Odcinek 50 Ω linii, oznaczonej jako dławik (*Dl*) tworzy wraz z kondensatorem, w postaci otwartego ćwierć falowego obwodu, filtr dla sygnałów heterodyny (H), zmniejszając ich przenikanie do obwodu p.cz. (P). Sygnał p.cz. $f_p = 28$ MHz filtrowany obwodem *T1* i C_6 doprowadzany jest dopasowaną linią 50 Ω do gniazda P. W normalnych warunkach pracy punkt *A* jest połączony z masą. W czasie strojenia odłącza się go od masy, a do punktu pomiarowego dołącza czuły miliwoltomierz. Po obciążeniu wrót S i P rezystorami 50 Ω zasila się wejście H z generatora heterodyny 1268 MHz mocą +5 dBm do +13 dBm (3 do 20 mW). Obserwując wskazania miliwoltomierza dostraja się kondensatory C_3 i C_4 na maksimum wskazań i ustawienia tego później, przy dalszych strojeniach nie zmienia się. Następnie dołącza się heterodynę, obciąża wrota rezystorem 50 Ω i podaje 10 mW sygnału na 1296 MHz na wrota S i dostraja C_1 i C_2 na maksimum wskazań. Za pomocą GDO dostraja się obwód *T1*, C_6 do rezonansu na 28 MHz. Przy dostrajaniu końcowym dołącza się heterodynę 1268 MHz, odbiornik 28 MHz i słaby sygnał 1296 MHz. Dostraja się tylko C_1, C_2 i C_6, natomiast C_3 i C_4 nie wolno ruszać, gdyż były uprzednio dostrojone na maksimum prądu diod mieszacza, czemu odpowiada prawie dokładne dopasowanie 50 Ω. Następnie zmienia się poziom sygnału heterodyny nie za pomocą C_3 i C_4, lecz tłumikiem na wejściu lub wysterowaniem ostatniego stopnia heterodyny. Tłumienie przemiany przy poziomie sygnału heterodyny w zakresie $0 \div 14$ dBm niewiele się zmienia, lecz w tym przedziale należy poszukać maksimum *IP3* mierząc poziom zakłóceń intermodulacyjnych.

W opisywanym układzie z niską p.cz. sygnał lustrzany 1240 MHz jest bardzo blisko i dlatego stosowanie filtrów na wrotach S i H jest konieczne. W układzie tym tłumienie sygnału lustrzanego wynosi 18 dB, tłumienie heterodyny na wyjściu P wynosi 16 dB. Tłumienie filtrów S i H wynosi po 0,5 dB. Po dołączeniu wzmacniacza p.cz. na fecie dwubramkowym z $F = 1{,}0$ dB stwierdzono, że minimum szumów mieszacza wynosi $F = 10{,}5$ dB i występuje przy mocy heterodyny $P_h = 10{,}5$ dBm. Tłumienie przemiany wynosi wtedy 9,5 dB. Stosując odpowiedni przedwzmacniacz można uzyskać w tym układzie szumy na poziomie 2 dB.







5.118. Prosty mieszacz jednodiodowy 1296/28 MHz

a — widok elementów mieszacza, b — schemat obwodów bezpośrednio dołączonych; dioda 1N914 może pracować jako potrajacz i dla tego przypadku częstotliwość podana jest w nawiasach

5.4.5.3 Prosty mieszacz jednodiodowy

Na rys. 5.118 pokazano najprostszy układ z mieszaczem jednodiodowym. Dwie komory z rezonatorami półfalowymi dostrojone są do rezonansu śrubami M4. Mosiężne śruby, dla zwiększenia pojemności, zakończone są nakrętką lub dolutowaną płytką. Śruby są zabezpieczane przeciwnakrętką. Komory wykonane są z blachy mosiężnej lub laminatu dwustronnego. Są one przedzielone przegrodą, która na jednym końcu ma otwór sprzęgający. W otworze tym zamontowana jest dioda 1N21C, D, E lub F., kontaktująca z jednej strony ze sprężynującym gniazdem przylutowanym do środka otworu w przegrodzie. Z drugiej strony dioda jest wciśnięta w płytkę kontaktową mosiężną z otworem pasowanym. Płytka mosiężna jest odizolowana od obudowy podkładką z miki. Dioda jest dociskana do płytki za pomocą nakładki izolacyjnej (laminat) z zagębieniem na kołnierz diody. Układ taki tworzy kondensator C_5 o pojemności około 5 pF. Całość jest skręcana śrubami M3 lub M4, wkręcanymi w pręt środkowy miedziany lub mosiężny ∅ 6—8 mm, stanowiący rezonator półfalowy. Szczegóły konstrukcyjne takiego rezonatora opisano w rozdziale 3.7. Sygnał z anteny doprowadzany jest do komory pierwszej przez złącze BNC. Do komory drugiej doprowadzany jest sygnał heterodyny o częstotliwości $f_h/2$ lub $f_h/3$, powielany na diodzie *D1* 1N914 lub podobnej. Dioda powielacza jest zasilana przez obwód szeregowy L_3C_3 z obwodu kolektorowego BFY 90, który pracuje jako podwajacz lub potrajacz. Powielacze częstotliwości opisane są w rozdziale 5.1.4, a także w następnym przykładzie.

Mieszacz diodowy *D2* zasilany jest jednocześnie dwoma sygnałami f_h i f_s i na jego wyjściu otrzymuje się $f_p = 28$ lub 144 MHz. Wyjście diody powinno być dołączone do niskoszumnego wzmaniacza p.cz. Wyjście diody łączone jest z masą przez dławik i mikroamperomierz, który pozwala na zestrojenie obu obwodów L_2C_2 i L_1, C_1 i dobranie optymalnego poziomu heterodyny.

Opisany mieszacz jest czuły, nie wymaga dużej mocy z heterodyny, ma jednak dość znaczne szumy i wiele prążków w widmie sygnału wyjściowego p.cz. Poziom szumów można zmniejszyć, a dynamikę powiększyć, jeśli jako diodę mieszającą zastosuje się diodę Schottky'ego. Sprzężenie wrót H i S jest bardzo silne i występuje przenikanie sygnału heterodyny do anteny oraz obu sygnałów do toru p.cz. Podane na rysunku wymiary nie są krytyczne. Podobny mieszacz zastosowano w konwerterach 1296 MHz opisanych przez K6UQH w QST 7/1973 r. oraz w konwerterze 2304/28 MHz opisanym przez DL7QY w DUBUS 3/1975.

5.4.5.4 Konwerter interdigitalny

Znacznie lepsze właściwości ma mieszacz, także jednodiodowy, lecz zbudowany na filtrze interdigitalnym (p. rozdz. 3.7.5). Jego zaletą jest prosta konstrukcja i duża dobroć. Na rysunku 5.116 pokazano przykład konwerterów dla pasm 1296 MHz, 2304 i 3456 MHz, opartych na tej samej zasadzie konstrukcyjnej [77]. Różnice występują w długości elementów rezonansowych i częstotliwościach heterodyny. W tablicy 5.4.6 zestawiono parametry tych konwerterów. Także w tym rozwiązaniu zwraca uwagę mała moc potrzebna z heterodyny, co znacznie upraszcza układ.

Tablica 5.4.6

Dane techniczne konwerterów mikrofalowych na filtrach interdigitalnych (rys. 5.119)

Pasmo	23 cm	13 cm	9 cm
Częstotliwość wejść. f_s [MHz]	1296—1298	2304—2306	3456—3458
Częstotliwość pośredn. f_p [MHz]	144—146	144—146	144—146
Częstotliwość heterod. f_h [MHz]	1152	2160	3312 (1104)
Współczynnik szumów NF_{SSB} [dB]	8	8,5	11
Wzmocnienie K [dB]	18	18	20
Pasmo B_3 [MHz]	3,5	7,5	21,8
Tłumienie lustrzanej [dB]	26	24	24
Dioda mieszacza HP 5082	−2817	−2579	−2579
Prąd diody mieszacza [mA]	1	1	0,8
Dioda powielacza	—	—	HP5082—2835
Moc heterodyny P_h [mW]	1	1	30/1104 MHz
Tranzystor p.cz.	BF 900	BF 900	BF 900
Wymiary [mm] a:	51	25	16
b:	57	32	24
c:	12,5	8,0	6,5
c′:	8,5	6,5	4,5

Mieszacz wraz ze wstępnym wzmacniaczem p.cz., zbudowanym na tranzystorze BF900 oraz torem heterodyny zbudowany jest na jednej wspólnej podstawie z laminatu lub blachy Ms1.

W jednej części podstawy zbudowany jest interdigitalny filtr i mieszacz, na pozostałej zamocowane są na wspornikach dwie płytki: wzmacniacz p.cz. i heterodyna. Mieszacz i filtr, interdigitalny utworzone są z dwóch płaskowników mosiężnych 6×20×120, w których są powiercone otwory ∅ 4,2 pod wkręty M4 do mocowania rezonatorów i otwory gwintowane M5 pod wkręty dostrojcze. Od spodu zamocowane jest gniazdo BNC lub lepiej SMA. Pozostałe dwa boki mogą pozostać otwarte. Rezonatory wykonane są z rurki miedzianej ∅ 10 o ściankach 1 mm lub grubszych. W rurki wlutowane są mosiężne nakrętki, przy czym muszą być one zagłębione co najmniej 1 mm poniżej krawędzi.

Krawędzie czołowe rezonatorów muszą być dokładnie płaskie i prostopadłe do osi, by dobrze przylegały do płaskowników tworzących ściankę boczną. Wkręty dostrojcze M5 powinny mieć możliwość centrycznego wchodzenia w środek rezonatora, bez stykania się z nim. Gwint w płaskowniku (M5) musi być ciasny, względnie należy stosować przeciwnakrętkę.

Diody, ze względu na ich małą odporność cieplną i możliwość uszkodzenia przy lutowaniu, mocowane są wkrętami M2,5 (M3) do wolnej końcówki rezonatora, od strony wewnętrznej. Dioda mieszająca *D1* ma przepust jak na szkicu b. Jest on wykonany z wkręta M3 izolowanego podkładkami i tulejką z teflonu z podkładkami mosiężnymi. Całość tworzy pojemność wynoszącą około 10 pF. Dioda powielacza *D2* ma podobny przepust, lecz bez podkładek i z większą średnicą otworu, by pojemność przepustu zmniejszyć do minimum. Komora mieszacza zamknięta jest od góry płytką z laminatu lub mosiężną. Jest ona przykręcana wkrętami M 2,5 w miejscach pokazanych na rysunku.

Na rysunku 5.119c pokazano sposób dołączenia pierwszego przedwzmacniacza z tranzystorem BF900 w wypróbowanym układzie dającym wzmocnienie 20 dB przy współczynniku szumów 1,3 dB na 144 MHz. Dioda HP 5082—2817 dla optymalnego dopasowania powinna „widzieć" impedancję obciążenia $Z = 250$ do 400 Ω, przy czym większą wartość stosuje się przy mniejszej mocy sygnału heterodyny. Wzmacniacz p.cz. dla optymalizacji wysterowania powinien być także dopasowany do impedancji wejściowej 250 do 400 Ω. Dopasowanie uzyskuje się odpowiednio dostrajając filtr π z cewką L_1 na wejściu wzmacniacza p.cz. Małostratny dławik $Dł_1$ ćwierćfalowy izoluje rezystor $R = 100$ Ω i kondensator $C = 1$ nF, które wytwarzają składową stałą, polaryzującą diodę. W miejscu tym można mierzyć prąd diody przez pomiar spadku napięcia (około 100 mV).

Dobór punktu pracy diody za pomocą rezystora R_1 i dopasowanie filtru π wymagają pomiarów wzmocnienia i szumów. Na rysunku 5.119e pokazano przykład płytki na laminacie dwustronnym ze wzmacniaczem p.cz. Heterodyny dla poszczególnych pasm mogą być wykonywane w różny sposób. DC∅DA w [77] zaleca dla pasm 23 cm: x-tal 96 MHz-BF173-96 MHz-2N5179-288 MHz-BFW92-516 MHz--BFW92-1152 MHz (rys. 5.119d); dla pasma 13 cm: X-tal 90 MHz-BF173-90 MHz--2N5179-270 MHz-2N5179-540 MHz; BFW92-540 MHz-1N914-2160 MHz, zaś dla pasma 9 cm układ z rys. 5.119f, w którym ostatni powielacz tranzystorowy (BFW16A) podaje sygnał 552 MHz około 120 mW do podwajacza na 1N914.

Na wyjściu otrzymuje się około 60 mW na 1104 MHz, co po układzie dopasowującym z L_{10} (CuAg 5×25, 6 mm nad masą) i L_{11} (1 zw CuAg1, $D_w = 4$) doprowadzone jest do diody HP 2835 potrajającej w komorze mieszacza na 3312MHz. Filtr pasmowy L_4, L_5 umożliwia skuteczne wydzielenie sygnału 552 MHz przy znacznym osłabieniu niepożądanych harmonicznych XO 460 i 644 MHz, zaś układ z cewką L_6 służy do dopasowania do wejścia BFW 16a.

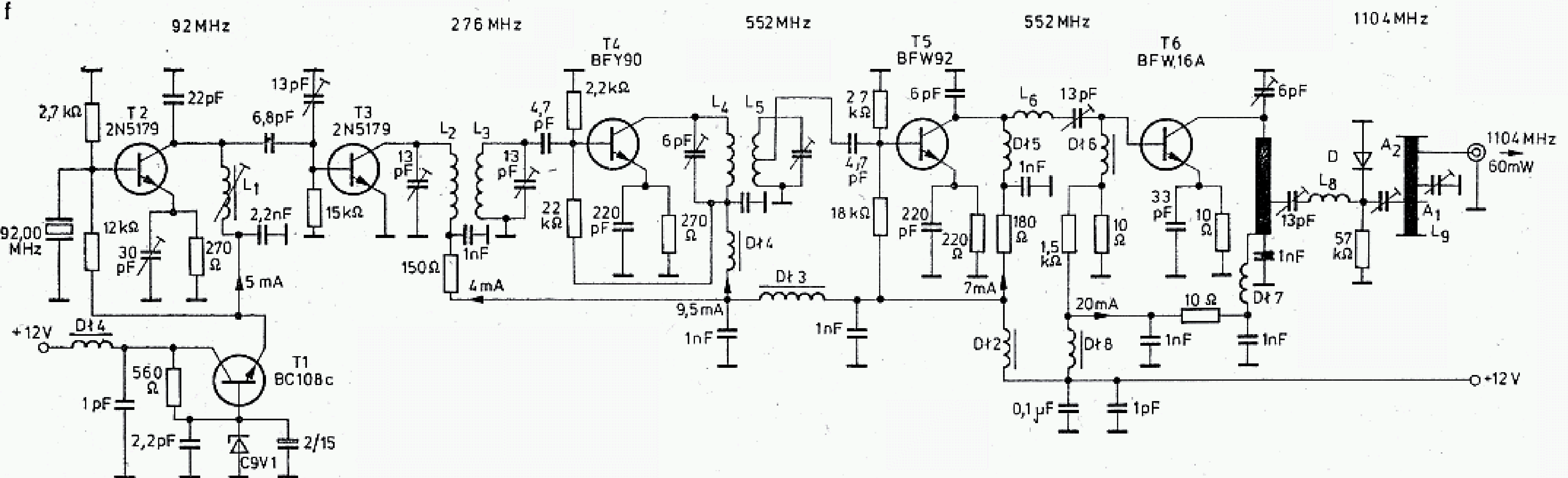
Cewki nawijane są drutem CuAg1: L_1 — 5 zw, $D_w = 5$ z rdzeniem UKF; L_2, L_3 — 1,5 zw, $D_w = 5$; L_4, L_5 — półzwoje $D_w = 6{,}5$, 10 mm nad masą odczep na L_5 — 7 mm od gorącego końca; L_6, L_8 — 2 zw, $D_w = 4$; L_7 — taśma CuAg $0{,}5-5\times(27+4+4)$ na wysokości 4 mm nad masą. Trymer 1÷13 pF 12 mm od zimnego końca. L_9 jak L_7, długość części prostej 65 mm, 4 mm nad masą, przyłącza A_1 — 15 mm, A_2 — 10 mm od zimnego końca. L_{10} tak jak L_7, długość 25 mm, 6 mm nad masą; L_{11} — CuAg1, 1 zw $D_w = 5$ mm. Dławik $Dł_1$ jest rdzeniem (6-otworowym, *Dł*2, 3, 4, 8 — 3 zw. DNE 0,5 przez pierścień ferrytowy; *Dł6* tak jak *Dł2*, lecz 2 zwoje; *Dł*5, 7, 9 DNE 0,5 o długości $\lambda/4$ na $D_w = 3$ mm.

Potrajacz w mieszaczu dla pasma 9 cm wymaga tylko 30 mW i przy dobrym egzemplarzu diody potrajającej uzyskuje się w diodzie mieszacza prąd 1 mA. Diodą potrajającą może być BA149 lub inna dioda waraktorowa, lecz należy ją wypróbować. Podane typy elementów półprzewodnikowych mogą być zastąpione następującymi: *T1*: BC108 109; T2,3: 2N5179, BF180, BF173; *T4,5*: BFY90, BFW92; *D3*: BA149, BA102, BB105, 1N914, BB141. Jako diodę mieszającą w pasmie 23 cm zastosowano diodę Schottky'ego HP 5082—2817. Na rysunku 5.120 pokazano zależność poziomu szumów od częstotliwości i mocy heterodyny przy różnych rezystancjach w obwodzie prądu stałego.





a
120
80
40
M5
M4
6
C'
C
a
b
BNC
D1
D2
b
20
M2,5(3)
10
M2,5(3)
Dioda
P
Laminat
d
BF173
2N5179
BFW92
BFW92
96 MHz
96
288
576
1152
H
×3
×2
×2
c
1296 MHz
D1
D2
10pF
1nF
H
R1
100 Ω
Dł1
1nF
L1
470pF
22pF
40pF
56 kΩ
27kΩ
33 kΩ
10nF
Dł2
100 Ω
+12V
1nF
22pF
L2
1nF
fp=144MHz 50 Ω
BF900
270 Ω
470 pF
2,2 nF
G1
G2
S
BF900
Dł1 : λ/4 na 144MHz ; L=500 DNE0,5 Dw=3mm
L : 5zw CuAg1 Dw=6
Dł2 : rdzeń 6 otworowy
e
Dł 2
+12V
33 kΩ
1nF
4,7 nF
470 pF
56kΩ
G2
BF900
27 kΩ
L1
G1
D
S
1nF
2,2 nF
470 pF
270 Ω
1nF

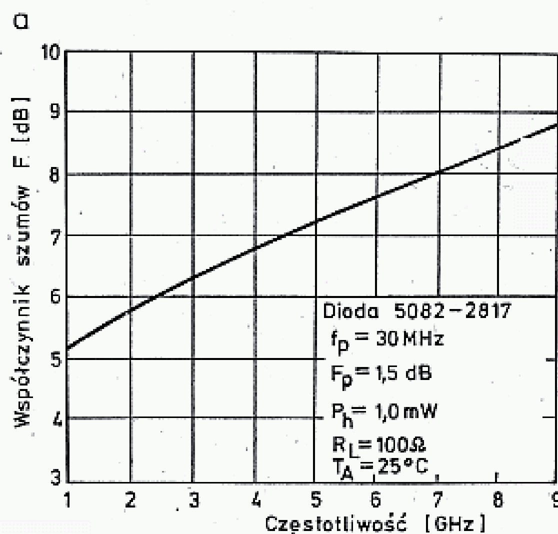


5.119. Mieszacz jednodiodowy z filtrem interdigitalnym dla pasma 23 cm, 13 cm i 9 cm

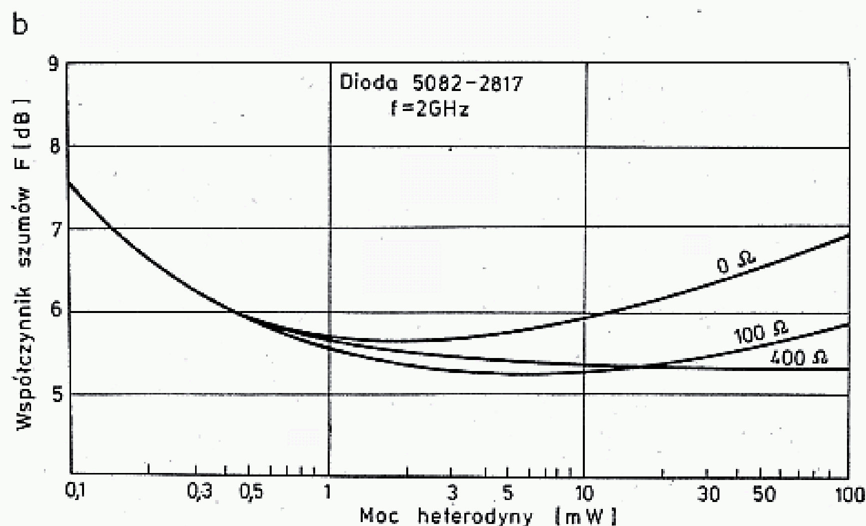
a, b — filtr interdigitalny z diodami, c — niskoszumny wzmacniacz p.cz. 144 MHz, d — układ powielaczy heterodyny dla pasma 23 cm, e — płytka wzmacniacza p.cz., f — schemat powielaczy heterodyny dla pasma 9 cm

Z rysunku 5.120a wynika, że przy mocy heterodyny 1 mW i obciążeniu statycznym diody rezystorem 100 Ω współczynnik szumów przy 1296 MHz wynosi 5,4 dB, a przy 2304 MHz 6,0 dB. Z rysunku 5.120b wynika, że dioda jako mieszacz najmniej szumi, gdy heterodyna dostarcza 3÷5 mW i gdy dioda ma obciążenie statyczne 100 Ω.

Sygnał heterodyny wyprostowany przez diodę płynie dalej jako składowa stała, odfiltrowana kondensatorem przez rezystor obciążenia R_L, wywołując na nim



5.120. Charakterystyki szumowe diody mocy Schottky'ego HP-5082-2708
a — w zależności od częstotliwości,
b — od mocy heterodyny i rezystancji obciążenia



spadek napięcia około 0,1 V. Napięcie to polaryzuje złącze diody. Występuje tu autokorekta punktu pracy i dlatego przedział optymalnej mocy heterodyny jest dość znaczny.

Podobne układy konwerterów z mieszaczem jednodiodowym z zastosowaniem filtrów interdigitalnych dla pasm 1296 i 2304 MHz opisuje W2CQH w QST 1/1974. Stosuje on diody HP 5082—2577, 2835, 2811 i pośrednią częstotliwość 28 MHz przy 1296 MHz oraz 144 MHz przy 2304 MHz. Dioda 2835 jest tańsza niż 2577, lecz ma na 2304 MHz szumy większe o 3 dB. W konwerterze 2304 MHz jako powielacz heterodyny (×4) stosowana jest dioda HP 5082—2835, do której doprowadzana jest moc 50 mW dla częstotliwości 540 MHz.

5.4.5.5 Konwerter z mieszaczem zrównoważonym

Stosując mieszacz diodowy zrównoważony z diodami Schottky'ego mocy, można wykonać prosty transwerter, nie wymagający przełącznika antenowego. Dioda HP 5082—2817 dopuszcza szczytowe obciążenie 4,5 W i w układzie zrównoważonym pozwala na uzyskanie straty przemiany −5 dB. Pozwala to na wykonanie transwertera w układzie pokazanym na rys. 5.121a z mocą wyjściową 3 mW, co przy dobrej antenie zapewnia łączność do linii horyzontu, a przy niskoszumnym odbiorniku do 260 km. Należy zwrócić uwagę na to, że współczynnik szumów mieszacza na wyjściu P wynosi około $F = 6{,}5$ dB. Jeśli mieszacz ten zostanie dołączony do konwencjonalnego odbiornika KF, który na 28 MHz, ma często $NF = 20$ dB (rozdz. 4.2.10) czułość mieszacza nie będzie wykorzystana. Należy tu zastosować przedwzmacniacz p.cz., taki jak na przykład na rys. 5.119c.

Opisany transwerter [78] mocowany jest wprost na tylnej stronie anteny ścianowej lub podobnej, co pozwala na uniknięcie strat w kablu zasilającym. Układ ten wymaga kompromisowego dobrania warunków pracy mieszacza, tak by przy znacznej mocy w czasie nadawania jednocześnie uzyskać niezbyt wysoki poziom szumów w czasie odbioru. Przy pracy nadawczej do mieszacza doprowadzane są sygnały heterodyny H i pośredniej częstotliwości P. Sygnał P może osiągać poziom najwyżej taki, przy którym występuje 1 dB kompresja. Powyżej tego poziomu bardzo szybko rosną zniekształcenia intermodulacyjne, a przyrost mocy z wyjścia S jest wolniejszy niż przyrost mocy P. Poziom kompresji sygnału P występuje zazwyczaj 5 dB poniżej poziomu sygnału H. Moc wyjściowa w pracy nadawczej na wrotach S wynosi:

$$P_s = P_{H(\mathrm{dBm})} - 5 - A_m \quad [\mathrm{dBm}] \tag{5.45}$$

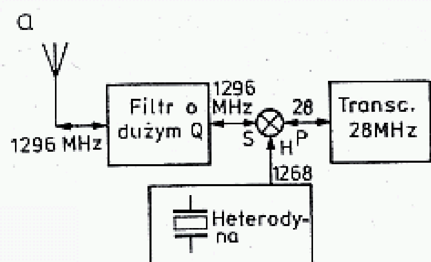
Na rysunku 5.121b pokazano zależność mocy wyjściowej (S) i tłumienia przemiany A_m od mocy heterodyny (H). Kompromisowe warunki pracy są następujące: $P_h = +16$ dBm (40 mW), $P_p = 11$ dBm (12,6 mW), $A_m = 6$ dB, $P_s = 3$ mW. Gdyby przełączać moc na $P_h = 38$ dBm, to otrzymałoby się $P_s = 12$ dBm $= 16$ mW w czasie nadawania, a przy odbiorze minimum szumów wystąpiłoby przy $P_h = 4 \div 12$ dBm.

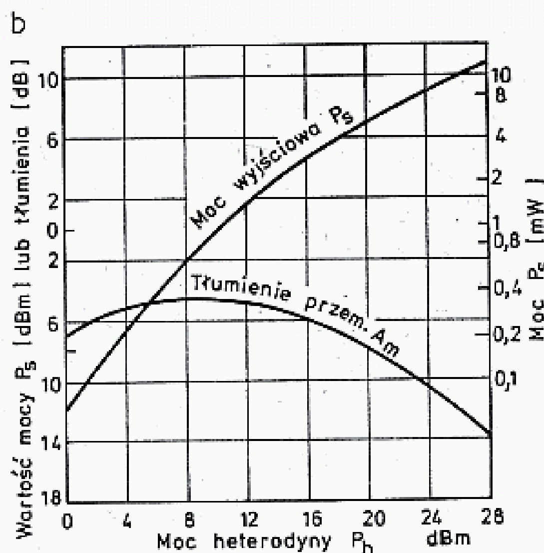
Na rysunku 5.121c pokazano budowę mieszacza zrównoważonego, a na rys. 5.121d jego schemat ideowy. Mieszacz zbudowany jest na laminacie teflonowym 1,5 mm dwustronnym i nie może być zastąpiony laminatem szklano-epoksydowym bez zmiany wymiarów, gdyż tworzywa tych laminatów mają różne stałe dielektryczne (rozdz. 3.5.4).

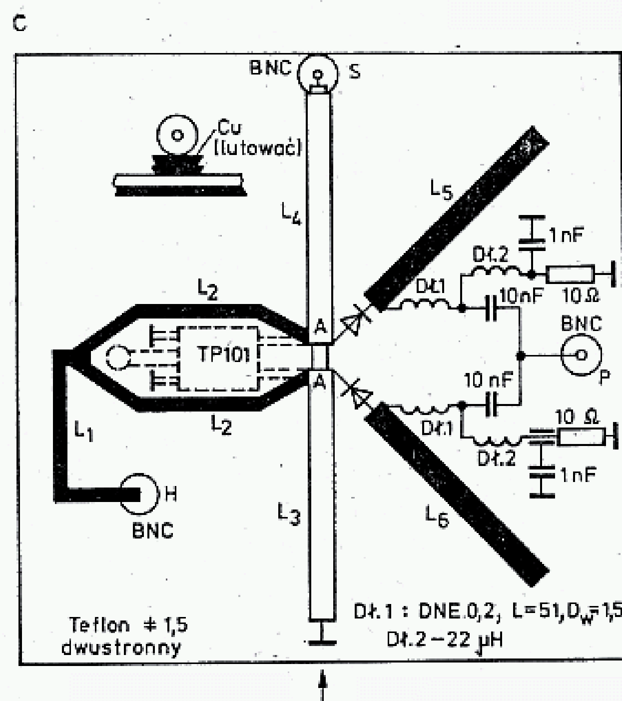
Mieszacz stanowią następujące elementy:

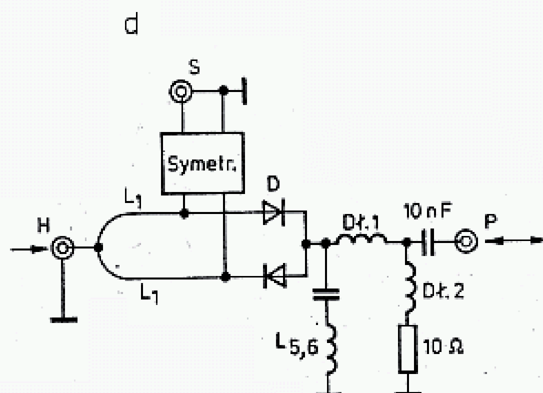
l_1 — łącznik dowolnej długości 50 Ω, $b = 4{,}5$ mm,
l_2 — rozdzielacz hybrydowy 75 Ω, $l = 36{,}5$ mm, $b = 2{,}0$ mm,
l_3, l_4 — podstawa symetryzatora 50 Ω, $l = 40{,}5$ mm, $b = 4{,}5$ mm,
l_5, l_6 — zwieracz ćwierćfalowy 38 Ω, $l = 36{,}5$ mm, $b = 6{,}5$ mm dobrany dla częstotliwości heterodyny,
diody: HP 5082—2817,

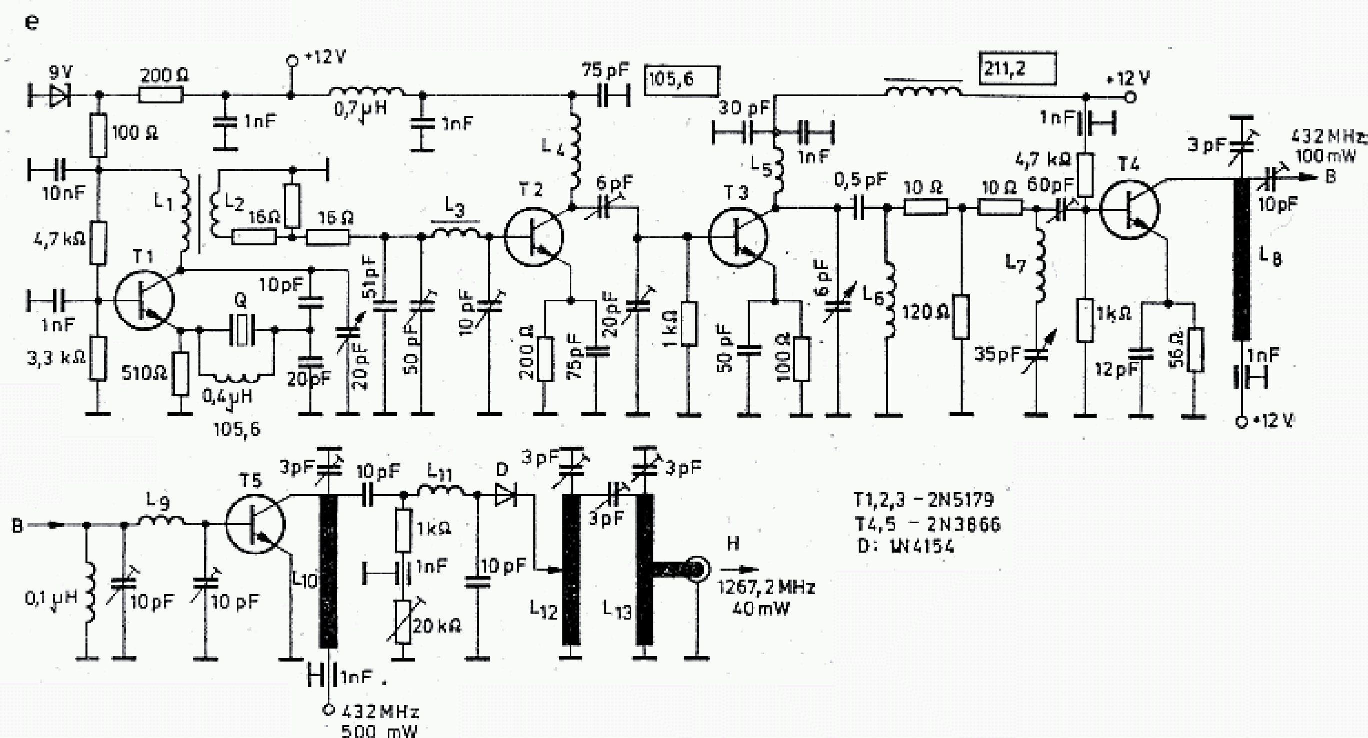
Na liniach l_3 i l_4 położony jest symetryzator w postaci kabla współosiowego UT 141 teflonowego, o impedancji 50 Ω, średnicy 3,5 mm i długości 2×43 mm.











5.121. Transiwer 1296 MHz z mieszaczem zrównoważonym

a — schemat blokowy, b — zależność mocy wyjściowe itłumienia przemiany od mocy heterodyny, c — obraz płytki mieszacza, d — schemat mieszacza, e — schemat heterodyny z powielaczami

T1, 2, 3 — 2N5179; *T4, 5* — 2N3866; *D* — 1N4151
L_1, L_2 — DNE 0,3, 10+4 zw., toroid. T-25-13
L_3 — DNE 0,3; 12 zw, toroid. T-25-13
L_4 — CuAg 0,5; 6 zw. D_w — 2,5
L_5, L_6 — CuAg 1; 2 zw. D_w = 3, l = 3

L_7 — CuAg 1; 2 zw. D = 6, l = 3
L_8, L_{10} — taśma 38×12,5; 3 mm nad płytą
L_9 — 2 zw. taśma 3, D_w = 2,5, l = 12,5
L_{11} — CuAg 0,8; 2 zw. D_w = 2,5, l = 6
L_{12}, L_{13} — taśma, 7,5×22,5 mm nad masą

Odcinek kabla 43+1,5+43 mm ma rozcięty ekran metalowy na połowie długości i zrobiona tam jest 1,5 mm szczelina A-A. Nie należy uszkadzać izolacji teflonowej przy cięciu płaszcza. Dostęp do żyły wewnętrznej w tym miejscu jest niepotrzebny. Odcinki kabla ściśle przylegają do pasków l_3 i l_4 i są do nich punktowo przylutowane. Paski l_3 i l_4 są na skrajnych końcach połączone z masą po drugiej stronie laminatu. Dolny koniec kabla (na linii l_3) jest otwarty, górny koniec ma żyłę wewnętrzną połączoną z gniazdem BNC, lepiej SMA, które pełni rolę wrota *S*. Między rozciętymi ekranami kabla-symetryzatora, tj. między A-A występuje różnica fazy sygnałów o 180°, gdyż dolny odcinek $\lambda/4$ zachowuje się jak zwieracz, a więc sygnał z żyły środkowej przechodzi na ekran.

Do punktów A-A dołączony jest 3 dB rozdzielacz l_2 doprowadzający sygnał *H* w fazie zgodnej. Układ ten ma duży stopień wzajemnej izolacji wrót *H* i *S*. W punktach *A-A* dołączone są dwie diody Schottky'ego w układzie przeciwsobnym, skutkiem tego sygnał *H*, dochodzący do diod w tej samej fazie, przełącza te diody na przemian.

W wyniku jednoczesnego doprowadzenia sygnału S w przeciwfazie uzyskuje się mieszanie na obu diodach, a produkt mieszania, jako sygnał P wyprowadzany jest do wzmacniacza p.cz. Między wrotami *H* i *S* a *P* nie występuje izolacja, w związku z tym, dla wyeliminowania tych sygnałów z toru p.cz. stosuje się dwa ćwierćfalowe zwieracze l_5 i l_6 dołączone bezpośrednio za diodami oraz dławiki *Dl1*, skuteczne dla sygnałów *H* i *S*, a przepuszczające sygnał *P*. Diody są automatycznie wstępnie polaryzowane skutkiem włączenia w ich obwód układu RC (10 Ω, 1 nF).

W przypadku stosowania laminatu szklano-epoksydowego (ε_r = 4,8) występuje niezgodności przesunięć fazy linii L_3 i L_4 w stosunku do masy oraz symetryzatora kablowego, gdyż kable z dielektrykiem o stałej 4,8 nie są robione. Wtedy stosować należy inne rodzaje symetryzatorów, np. monolityczne (rozdz. 3.10.7). WA6UAM zastosował symetryzator Balun ANZAC TP101 takie same uzyskując wyniki do podłoża epoksydowego jak dla teflonowego. Wymiary linii wynoszą: l_1: 50 Ω, b = 2,5 mm, długość dowolna: l_2: 75 Ω, b = 1,0 mm l = 31,5 mm; l_3 i l_4 nie bierzemy pod uwagę, symetryzator dołączony jest do punktów A-A; l_5 i l_6: 25 Ω, b = 7,5 mm, l = 29 mm. Pozostałe elementy nie są zmienione. Symetryzator-balun umieszczony jest między ramionami rozdzielacza i zaznaczony jest na rys. 5.121c linią przerywaną. Tor heterodyny tworzy ciąg powielaczy: X-tal 105,600 MHz tranzystor *T1* — tłumik 6 dB — tranzystor *T2* — 211,2 MHz — tranzystor *T3* — 422,4 MHz — tłumik 3 dB — 10 mW — tranzystor *T4* — 100 mW — tranzystor *T5* — 500 mW — potrajacz diodowy *D1* — 1267,2 MHz — 40 mW. Zastosowano następujące tranzystory: *T1* ÷ *3* — 2N5179; *T4,5* — 2N3866, *D1* — 1N4154.

Na rysunku 5.121e pokazano schemat toru heterodyny. Zastosowano w nim podwajanie częstotliwości na tranzystorach, gdyż wymaga to kąta przepływu kolektorowego 180°, a ten uzyskuje się przy zerowej polaryzacji bazy. Dla lepszej separacji stopni i zmniejszenia oddziaływania dwukrotnie zastosowano tłumiki rezystancyjne. Zapobiegają one skutecznie samowzbudzaniu się układu powielacza na mniejszych częstotliwościach, przy których tranzystory mają większe wzmocnienie. Z tego też powodu powielacze nie powinny wzmacniać sygnału, a jedynie pokrywać straty.

Utrzymanie sygnału na właściwym poziomie zmniejsza poziom zbędnych harmonicznych. Podniesienie poziomu mocy sygnału należy dokonywać w stop-

niach liniowych (*T4, T5*). W pokazanym torze heterodyny łatwo można spostrzec elementy filtru dolnoprzepustowego (L_3) i górnoprzepustowego (L_6).

W opisanym układzie heterodynę można zrobić przestrajaną (VXO) i dać jej częstotliwość 1296 MHz. Powstanie w ten sposób transwerter homodynowy, w którym, przy pracy jako odbiornik na wyjście P należy dołączyć małoszumny wzmacniacz m.cz., zaś przy pracy nadawczej dołączyć wyjście wzmacniacza mikrofonowego. Sygnały mowy modulują mieszacz i powodują wystąpienie sygnału H na wyjściu S z modulacją DSB. Urządzenie takie pozwala na nawiązywanie łączności do 2 km.

5.4.5.6 Mieszacze ze sprzęgaczami kierunkowymi

W mieszaczu opisanym w poprzednim rozdziale elementem trudnym do wykonania był symetryzator oraz płytka na podłożu teflonowym, względnie symetryzator monolityczny TP101. Trudności te nie występują w mieszaczach opisanych dalej, a opartych na fazujących właściwościach sprzęgaczy kierunkowych (p. rozdz, 3.11). Mieszacze tego typu wykonane są w kilku nieznacznie różniących się odmianach. Zasadnicza różnica polega na tym, że diody mogą być spolaryzowane przepływającym przez nie stałym prądem z zewnętrznego źródła, spolaryzowane automatycznie układem RC, lub nie mieć wcale polaryzacji. Z rysunku 5.120b wynika, że wpływa to na szumy mieszacza i optymalny poziom mocy heterodyny. Polaryzacja diod zmniejsza wymaganą moc heterodyny, lecz w modzie nadawczym ogranicza moc sygnału, a poza tym w obu modach zwiększa zawartość produktów intermodulacyjnych.

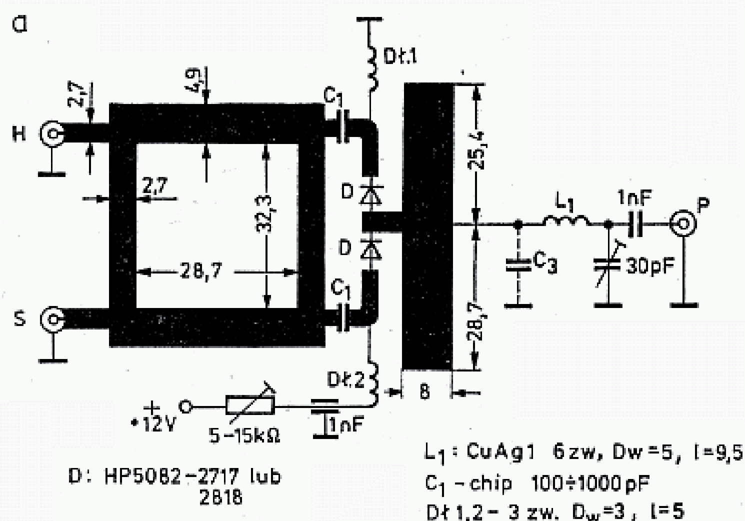
Osobne zagadnienie dotyczy doboru częstotliwości pośredniej. Ze względów projektowych sprzęgacza korzystna jest mała p.cz., np. 28.MHz, gdyż wtedy częstotliwości f_s i f_h niewiele się różnią i sprzęgacz zachowuje swoje parametry. Wadą małej p.cz. jest przenikanie sygnału lustrzanego, który może pogorszyć właściwości mieszacza do 3 dB (rozdz. 5.4.5.4).

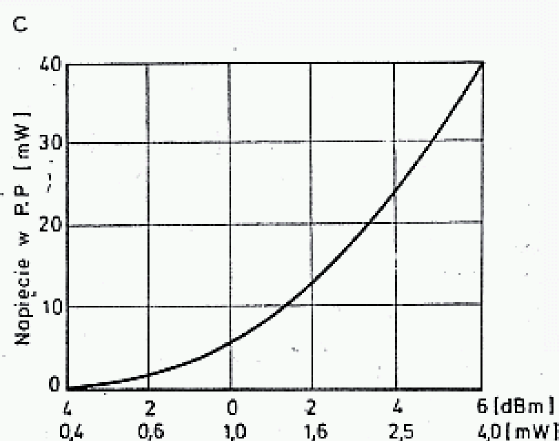
Przy dużej p.cz., np. 144. MHz sytuacja jest odwrotna, stopień wejściowy łatwiej odfiltruje sygnał lustrzany i inne zbędne harmoniczne, lecz sprzęgacz pracuje na granicy pasma przepuszczania. Dla pasm 1296 MHz optymalna jest częstotliwość f_p = 50 do 70 MHz, zaś dla 2304 MHz f_p = 144 MHz.

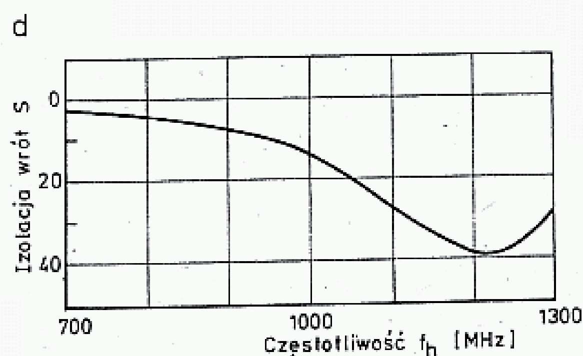
Na rysunku 5.122a pokazano układ wg WA2ZZF [79 i 80]. Do dwóch wrót sprzęgacza gałęziowego doprowadzane są sygnały S i H. Wrota te są od siebie odizolowane skutkiem działania sprzęgacza. Wrota wyjściowe dołączone są do dwóch diod. Diody HP 5082-2717 lub 2818, 2535, 2565 są połączone szeregowo i przepływa przez nie prąd 1 do 2,5 mA, nastawiany rezystorem 5÷15 kΩ.

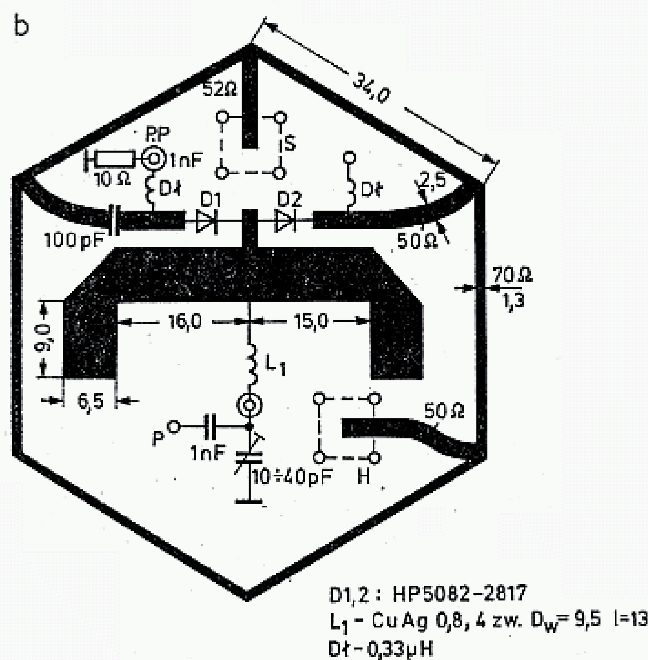
Prąd ten zmienia rezystancję dynamiczną diod i przy pewnej jego wartości wyniesie ona żądane 50 Ω. W tej sytuacji nie wystąpi odbicie sygnału S i H od wrót wyjściowych i izolacja wrót S-H osiąga wartość ponad 22 dB. Polaryzacja prądowa diod pozwala na sterowanie heterodyny mocą zaledwie 0 dBm ≙ 1 mW. Wyjścia diod dołączone są, podobnie jak na rys. 5.121c, do dwóch odcinków ćwierćfalowych stanowiących zwieracze, jeden dla f_h, drugi dla f_s.

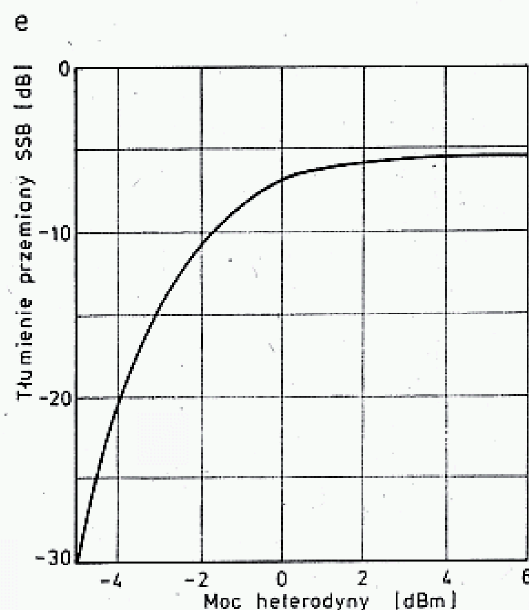
Pojemność rozproszenia tego zwieracza wynosi około $C_3 = 20$ pF i wchodzi w skład transformatora π złożonego z L_1 (6 zw. $D_w = 5$ mm, $l = 9,5$ mm) i trymera 3÷35 pF. Służy on do dopasowania rezystancji wyjściowej diody na p.cz. 100 do 200 Ω do wejścia mieszacza lub linii sprzęgającej 50 Ω. W czasie regulacji ustawia











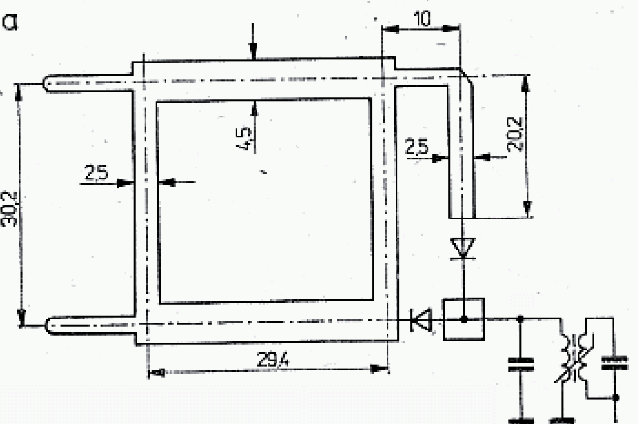
5.122. Mieszacze ze sprzęgaczami kierunkowymi

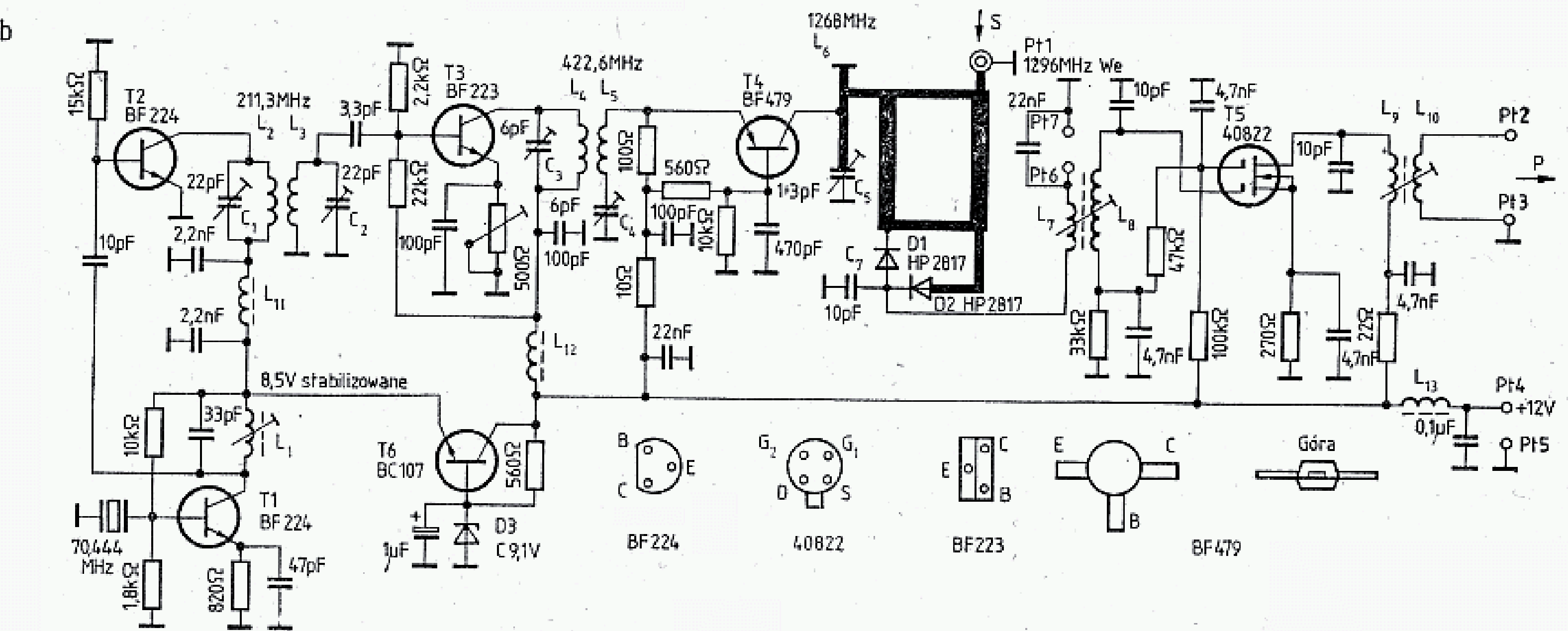
a — układ ze sprzęgaczem gałęziowym wg WA2ZZF [79], b — układ ze sprzęgaczem pierścieniowym wg WA6UAM [81], c, d, e, — charakterystyki tego mieszacza

się prądy diody na najmniejszy sygnał na wrotach P przy zasilaniu S i H. Opisany mieszacz przy prądzie diod 1,8 mA ma poziom szumów równy tłumieniu przemiany, tj. $F = A_m = 6,1$ dB, lecz do szumów tych dodają się szumy sygnału lustrzanego (do +3 dB), jeśli nie są odfiltrowane.

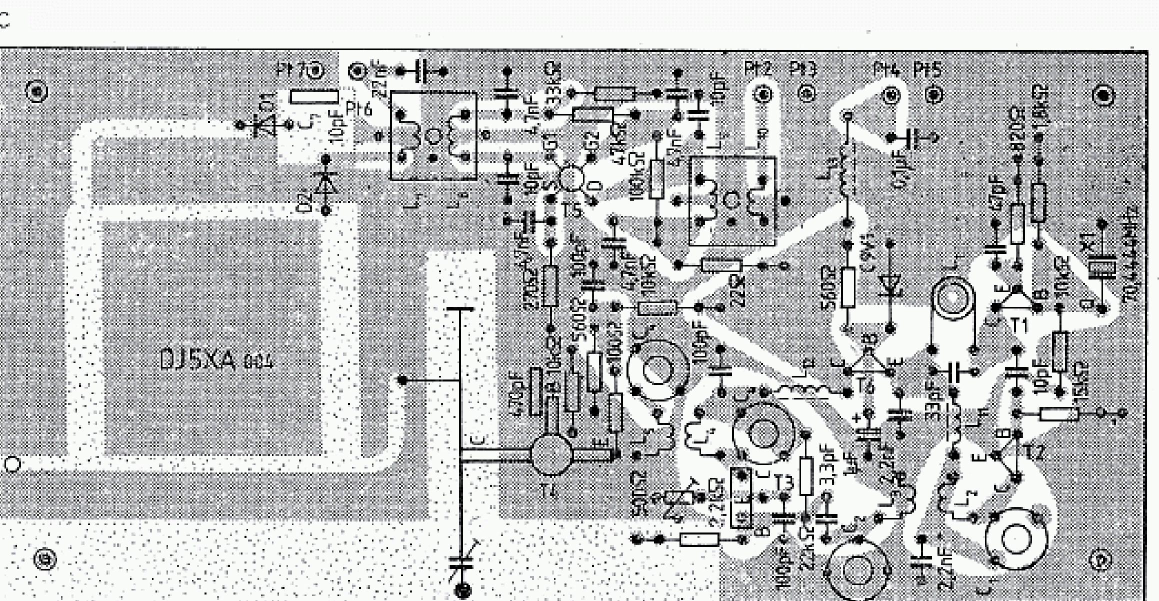
5.123. Mieszacz wg DJ5XA [82]

a — usprawniony sprzęgacz gałęziowy 1296 MHz, b — schemat mieszacza z heterodyną i wzmacniaczem p.cz., c — układ płytki drukowanej z elementami, d — alternatywny schemat heterodyny wg DF8QK

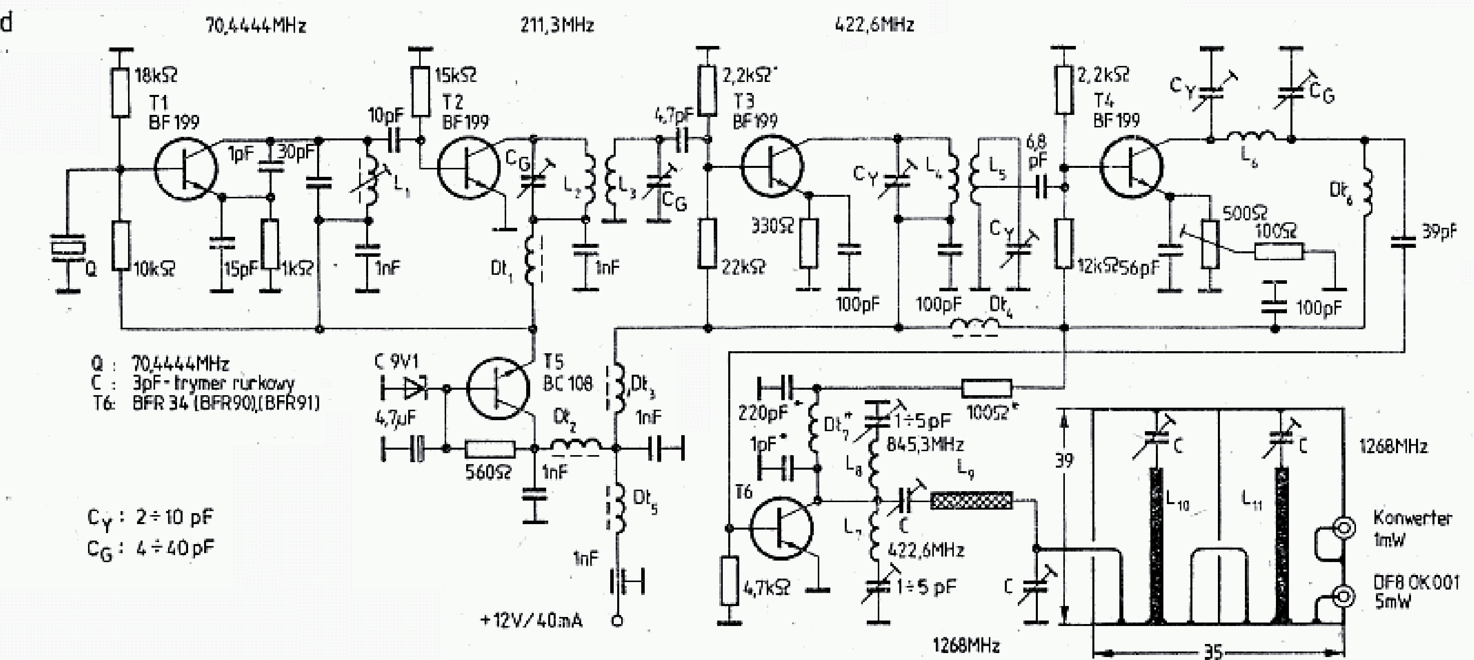




c


DJ5XA 004
70,4444MHz
Pt7
Pt6
Pt2
Pt3
Pt4
Pt5
X1
T1
T2
T3
T4
T5
D1
D2
C 9V1

d


70,4444MHz
211,3MHz
422,6MHz
T1
BF199
T2
BF199
T3
BF199
T4
BF199
T5
BC 108
T6
Q : 70,4444MHz
C : 3pF- trymer rurkowy
T6: BFR 34 (BFR90),(BFR91)
C_Y : 2÷10 pF
C_G : 4÷40pF
845,3MHz
422,6MHz
1268MHz
1268MHz
Konwerter
1mW
DF8 OK001
5mW
39
35
+12V/40mA

Dokładną wartość przyrostu szumów oblicza się ze wzoru (5.42). Do powyższych szumów dodają się szumy wejściowe wzmacniacza p.cz. (1÷5 dB). Jeśli diody są niedopasowane (choćby jedna), to izolacja H-S jest niższa od 22 dB. Przy odpowiednio ustawionym prądzie diody potrzebna moc heterodyny wynosi 1 mW, a jej zmiana niewiele wpływa na dopasowanie obciążenia wejścia i wyjścia diod, tłumienie przemiany i izolację H-S. Gdy przez diody prąd nie płynie, to tłumienie przemiany rośnie do 13 dB.

Przy obliczaniu wymiarów sprzęgacza i zwieraczy należy uwzględniać współczynnik skrócenia dla danego tworzywa i wymiarów linii paskowej (rozdz. 3.5.4). Wymiary podane na rysunku odnoszą się do laminatu szklano-epoksydowego z $\varepsilon_r = 4{,}8$.

Nieco odmienny układ opracował WA6UAM [81]. Zastosował on sprzęgacz pierścieniowy, lecz jego kształt zamienił się na sześciobok, łatwiejszy do narysowania i wykonania w laminacie drogą wycinania ścieżek (rys. 5.122b). Diody, także połączone szeregowo, nie są z zewnątrz zasilane prądem, jak to miało miejsce w układzie poprzednim, lecz, w wyniku detekcji sygnału heterodyny, płynie przez nie prąd dający spadek napięcia na rezystancji 10 Ω. Zależność spadku napięcia od mocy heterodyny pokazano na wykresie (rys. 5.122c). Rezystor 10 Ω znajduje się po stronie masy i jest dołączony przez kondensator przepustowy 1 nF. Podobnie w obwodzie p.cz. kondansatory 1 nF i kondensator dostrojczy umieszczone są od strony masy. Wymiary sprzęgacza są krytyczne i obliczono je dla $f_0 = (1152+1296)/2 = 1224$ MHz. Wrota S i H mają złącza SMA, wroto P — BNC.

Układ sprawdza się i stroi w modzie nadawczym. W tym celu do wrót H doprowadza się moc 5÷10 mW sygnału heterodyny 1152 MHz, do wrót P po tłumiku 3 dB/50 Ω doprowadza się 3 mW sygnału 144 MHz i mierzy moc wyjściową P_s. Uzyskuje się moc 0,1÷0,3 mW mocy dla 50 Ω przy częstotliwości 1296 MHz. Zmieniając moc P_h uzyskuje się charakterystykę tłumienia przemiany jak na rys. 5.122e. Tłumienie przemiany określa stosunek mocy P_s do P_p. Izolację H-S można zmierzyć obniżając P_p do zera jako stosunek P_s do P_h.

Zależność izolacji od częstotliwości pokazano na rys. 5.122d. Jak widać, jest ona lepsza niż w poprzednio opisywanym układzie WA2ZZF, mimo to mieszacz ten, celem stłumienia sygnału lustrzanego, powinien być poprzedzony selektywnym filtrem biernym lub przedwzmacniaczem. Ponieważ jednoczesne dobre dopasowanie diod, tj. ustawienie ich impedancji dynamicznej 50 Ω jest trudne, DJ5XA zaproponował układ z autokompensacją [82]. Różni się on od układu WA2ZZF tym, że jedna z diod jest dołączona przez odcinek linii $\lambda/4$ (rys. 5.123a). Skutkiem tego, w przypadku jednoczesnego podobnego niedopasowania diod do impedancji sprzęgacza (50 Ω), sygnały heterodyny odbite od diod dochodzą do wrót S w przeciwfazie, a więc się wznoszą. Poprawia to izolację między wrotami H i S. W mieszaczu można zastosować popularne diody HP 5082-2800, lecz wtedy straty przemiany wzrosną o 1,5 do 2 dB. Po mieszaczu należy włączyć małoszumny wzmacniacz p.cz., który musi być dopasowany nie na maksimum wzmacniacnia, lecz na minimum szumów. Opisany konwerter przy zasilaniu 12 V pobiera prąd 30 mA i daje wzmocnienie około 20 dB, pasmo przenoszenia wejścia wynosi 1250—1300 MHz, zaś pośredniej

częstotliwości, dla $f_p = 28$ MHz $B_3 = 3$ MHz, a dla $f_p = 50$ MHz $B_3 = 7$ MHz. Współczynnik szumów $F_{DSB} = 7$ dB.

Jeśli na wejściu zastosować filtr wąskopasmowy, to szumy można zmniejszyć o około 2 dB. Na rysunku 5.123b pokazano pełny schemat mieszacza z heterodyną i pierwszym wzmacniaczem p.cz. na 28 MHz. Tranzystor BF 479 p-n-p pozwala na bezpośrednie dołączenie kolektora do impedancji L_6. Tranzystor ten pracuje przy prądzie 10 do 20 mA i jest stosowany w głowicach UKF TV z regulacją wzmocnienia diodami PIN.

W czasie strojenia heterodyny metodami konwencjonalnymi odłącza się jedną diodę i w punkcie pomiarowym PT6 mierzy się prąd pozostałej diody. Stroi się na maksimum prądu, a potem dołącza drugą diodę. Gdy sprzęgacz i diody tworzą układ w pełni symetryczny, to wypadkowy prąd obu diod jest równy zeru. Po pomiarach punkt pomiarowy można połączyć z masą. Konwerter wykonany jest na płytce szklano-epoksydowej dwustronnie laminowanej (rys. 5.123c), przy czym na jednej stronie płytki wykonany jest sprzęgacz gałęziowy z masą pod spodem, zaś na pozostałej części płytki pod spodem znajdują się ścieżki druku, a elementy są mocowane z wierzchu. Tranzystor *T4* lutowany jest wprost do linii paskowej L_6. Pozostałe szczegóły wynikają z rysunków 5.123c. Pokazano tam wersję oryginalną heterodyny DJ5XA, która, w pewnych przypadkach, daje za małą moc dla mieszacza oraz wersję heterodyny (wg DF8QK [83]) dającą 5 mW po filtrze 1268 MHz (rys. 5.123d).

5.4.5.7 Mieszacze waraktorowe

W rozdziale 5.1.5 obszernie opisano właściwości waraktora i jego zastosowanie w układach powielaczy częstotliwości. W zakresie MKF waraktory mogą być także wykorzystywane jako mieszacze i to dające zysk mocy.

Wprowadzając oznaczenia takie jak w poprzednich punktach będzie:
H i f_h — wrota heterodyny i jej częstotliwość, np. 1152 MHz,
S i f_s — wrota sygnału antenowego i jego częstotliwość, np. 1296 MHz,
P i f_p — wrota pośredniej częstotliwości, np. 144 MHz.

Rozróżnia się dwa mody pracy: odbiorczy, w którym sygnał wchodzi wrotami S i wychodzi przez P oraz nadawczy z kierunkiem odwrotnym. Opisuje to zależność:

$$f_s - f_h = f_p \quad \text{oraz} \quad f_p + f_h = f_s \tag{5.45}$$

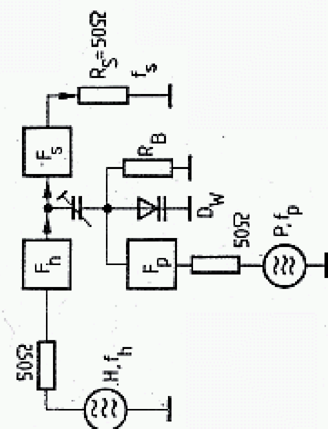
Pierwszą przemianę nazywa się przemianą wsteczną lub różnicową, drugą przemianę przemianą w przód lub sumującą. W dalszym ciągu opisano przemianę w przód. Przemiana wstecz z zastosowaniem waraktorów może być w pewnych warunkach niestabilna, natomiast przemiana w przód jest bezwarunkowo stabilna [84].

Z rozważań teoretycznych wynika, że przy pominięciu strat w obwodach i waraktorze oraz przy występowaniu w układzie tylko tych trzech sygnałów zachodzi zależność:

$$P_s/P_p = f_s/f_p \quad \text{oraz} \quad P_s/P_h = f_s/f_h \tag{5.46}$$

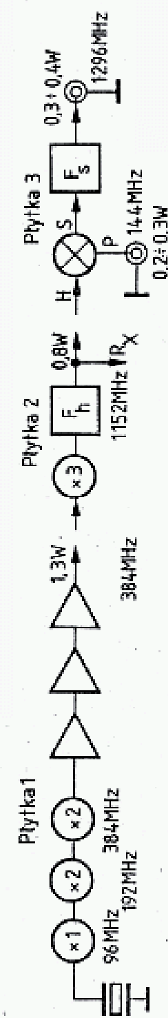
przy $f_s = f_h + f_p$.

a



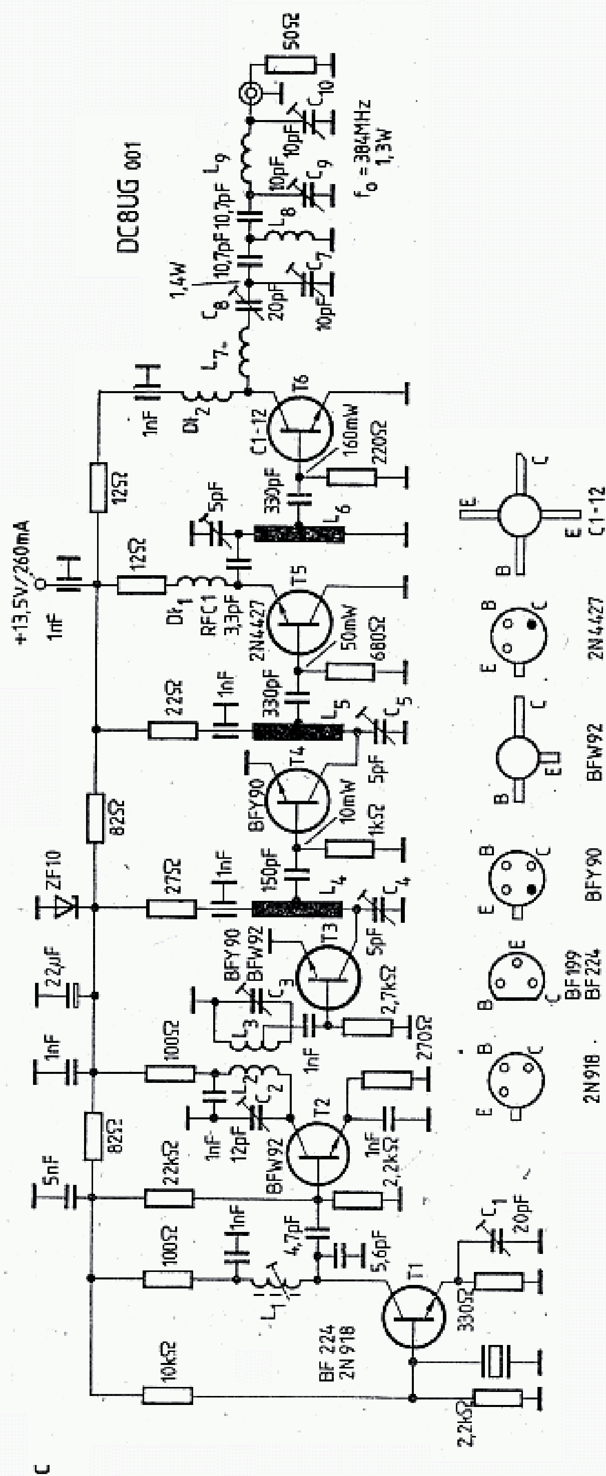
H, f_h
50Ω
F_h
F_s
R_S=50Ω
f_s
R_B
D_W
F_p
50Ω
P, f_p

b



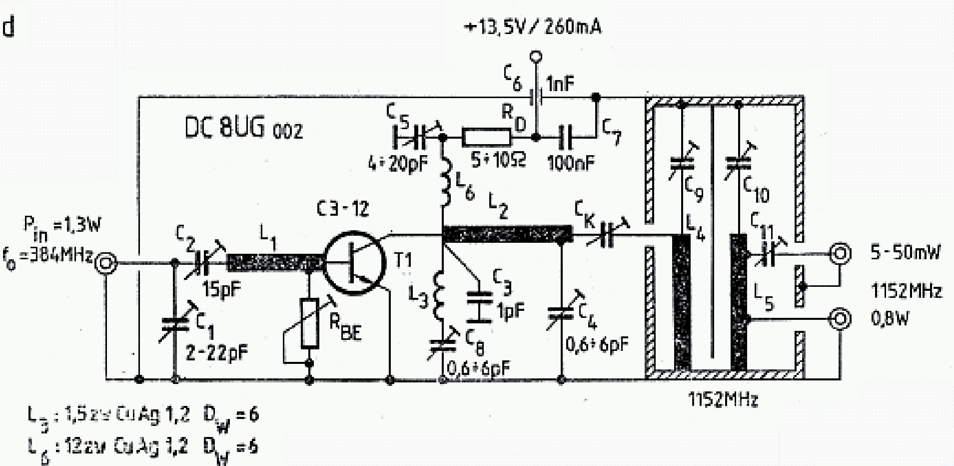
Płytka 1
×1
×2
×2
96MHz
192MHz
384MHz
1,3W
384MHz
Płytka 2
×3
F_h
1152MHz
0,8W
R_X
Płytka 3
H
S
P
F_s
144MHz
0,2÷0,3W
0,3÷0,4W
1296MHz

c

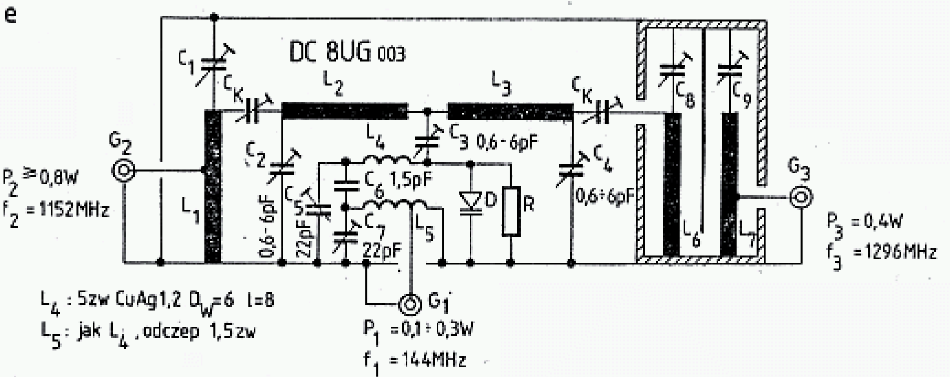


DC8UG 001
+13,5V/260mA
1nF
ZF10
22µF
5nF
1nF
10kΩ
100Ω
22kΩ
82Ω
100Ω
27Ω
82Ω
22Ω
12Ω
12Ω
1nF
1nF
1nF
4,7pF
5,6pF
1nF
12pF
BFW92
2,2kΩ
1nF
L_1
L_2
C_2
L_3
C_3
BFY90
BFW92
T3
2,7kΩ
270Ω
5pF
C_4
150pF
L_4
BFY90
T4
10mW
1kΩ
5pF
C_5
330pF
L_5
2N4427
T5
50mW
680Ω
RFC1
3,3pF
$Dł_1$
5pF
330pF
L_6
C1-12
T6
160mW
220Ω
$Dł_2$
L_7
C_8
1,4W
20pF
10pF
C_7
10,7pF
10,7pF
L_8
10pF
C_9
10pF
L_9
C_{10}
50Ω
f_o = 384MHz
1,3W
BF 224
2N918
T1
330Ω
20pF
C_1
2,2kΩ
T2
2N918
BF199
BF224
BFY90
BFW92
2N4427
C1-12
E
B
C

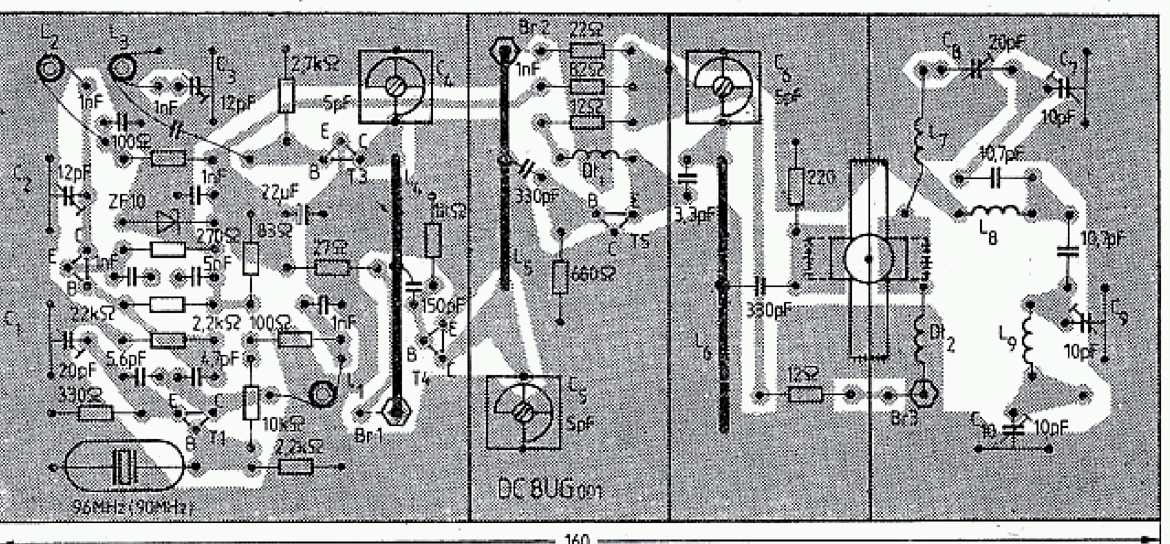
d

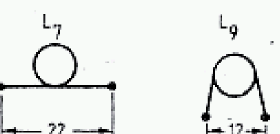

DC 8UG 002
+13,5V / 260mA
P_{in} =1,3W
f_0 =384MHz
C3-12
T1
R_{BE}
2-22pF
15pF
4÷20pF
1nF
100nF
5÷10Ω
1pF
0,6÷6pF
5-50mW
1152MHz
0,8W
1152MHz
L_3 : 1,5zw CuAg 1,2 D_W =6
L_6 : 12zw CuAg 1,2 D_W =6

e


DC 8UG 003
P_2 ≥0,8W
f_2 =1152MHz
P_3 =0,4W
f_3 =1296MHz
P_1 =0,1÷0,3W
f_1 =144MHz
0,6-6pF
22pF
1,5pF
0,6÷6pF
L_4 : 5zw CuAg1,2 D_W=6 l=8
L_5 : jak L_4 , odczep 1,5zw

f


DC 8UG 001
160
96MHz (90MHz)


L_7
22
L_9
12

g

Otwór ϕ3

1nF

U_B=+13,5V

Szczelina dla bazy i kolektora

15 × 10

DCBUG001

h

DCBUG002

C_8

L_3

T

Sprzęgacz

C_4

L_2

1pF

L_6

4÷20 pF ceram.

R_D

1nF

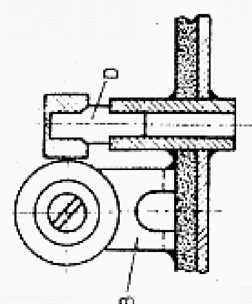
R_{BE}

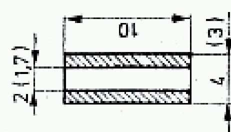
C_2

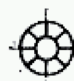
C_1

L_1

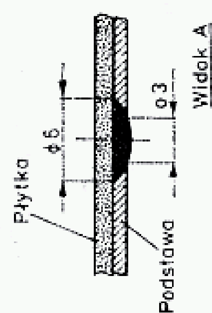
Wejście

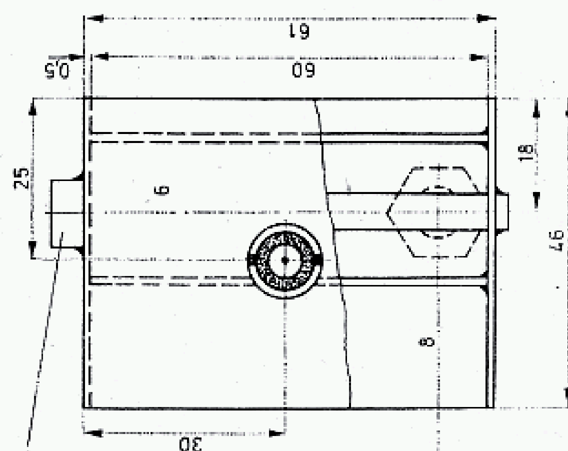

B
D

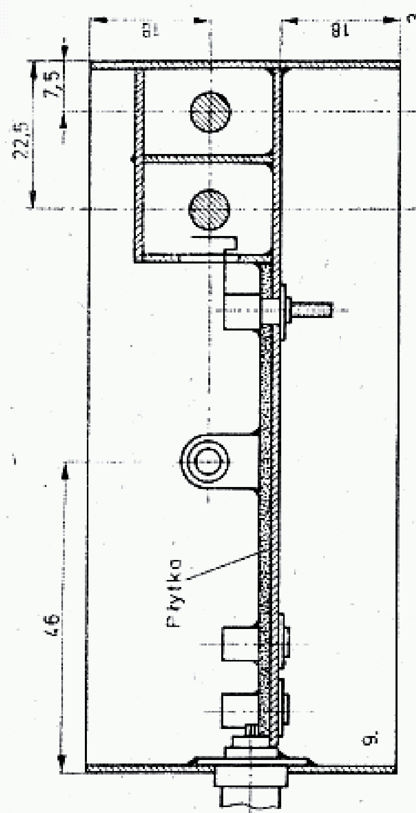

10
2 (1,7)
4
(3)

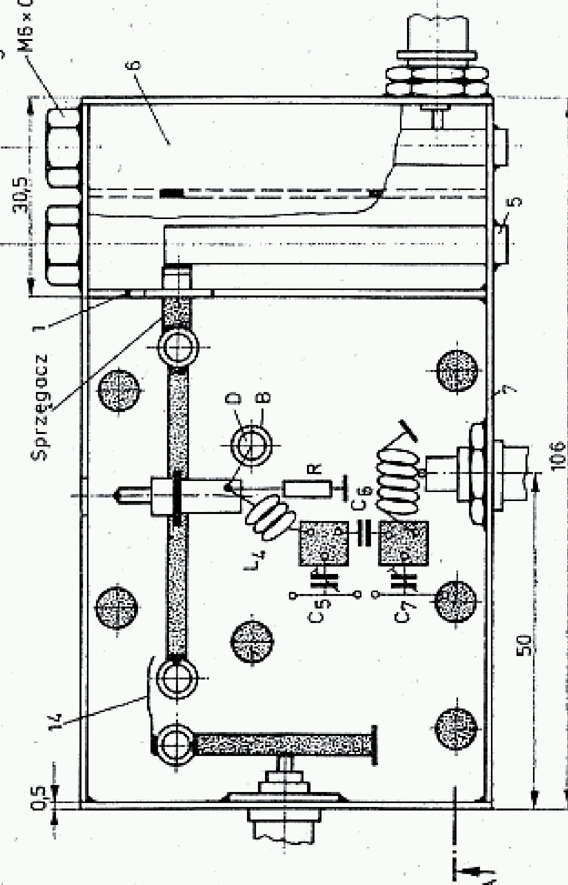


DCBUG008


Płytka
Podstawa
ϕ 6
0,3
Widok A


61
60
0,5
25
18
46
6
8
30


22,5
7,5
18
3
46
Płytka
9


M6×0,5
6
30,5
5
1
Sprzęgacz
D
B
R
C6
L4
C5
C7
7
14
106
50
0,5
A

k



5.124. Mieszacz sumujący waraktorowy, [84]

a — schemat blokowy mieszaczy sumujących, b — schemat blokowy mieszacza i heterodyny, c — pierwsza płytka heterodyny z wyjściem 384 MHz/1,3 W, d — druga płytka heterodyny z wyjściem 1152 MHz/0,8 W, e — mieszacz waraktorowy, f — obraz płytki pierwszej, g — rozmieszczenie części, h — rozmieszczenie części płytki drugiej, i — rozmieszczenie części płytki mieszacza, k — schemat heterodyny wg DCØDA dającej moc 200 mW przy częstotliwości 1152 MHz

Wynika z tego, że dla przyjętego przykładu $P_s/P_p = 1296/144 = 9$, oraz $P_s/P_h = 1296/1152 = 1,125$. Przyjmując założenia o idealnych warunkach przemiany przy mocy heterodyny $P_h = 1,6$ W otrzymujemy: $P_s = 1,125\ P_h = 1,8$ W i moc sterującą $P_h = P_s/9 = 0,2$ W. Przykład ten wyraźnie uzasadnia stwierdzenie o zysku mocy sygnału w waraktorowych mieszaczach sumujących. Przy podanych założeniach $P_s = P_h + P_p$. Gdyby przyjąć $f_p = 28$ MHz, to dla $P_s = 1,8$ W potrzebne jest $P_h = 1,76$ W i $P_p = 0,04$ W. Wynika z tego, że ze względu na zysk korzystniejsze jest stosowanie większej f_p, tym bardziej, że ułatwia to odfiltrowanie słabego wprawdzie, ale generowanego sygnału lustrzanego $f_l = f_h - f_p$. Sygnał lustrzany jest osłabiony w takim samym stopniu jak jest wzmacniany sygnał właściwy.

Sprawność realnie wykonanego mieszacza sumującego zależy od strat w obwodach zewnętrznych i strat w waraktorze. Straty w obwodach zewnętrznych, a przede wszystkim w filtrach zależą od ich dobroci (p. rozdz. 3.6 i 3.7), która zależy od konfiguracji, wymiarów, stanu powierzchni i połączeń w filtrach. Natomiast straty w waraktorze zależą od odległości częstotliwości granicznej f_g od f_s (rys. 5.63), budowy złącza, typu diody oraz szybkości przełączania.

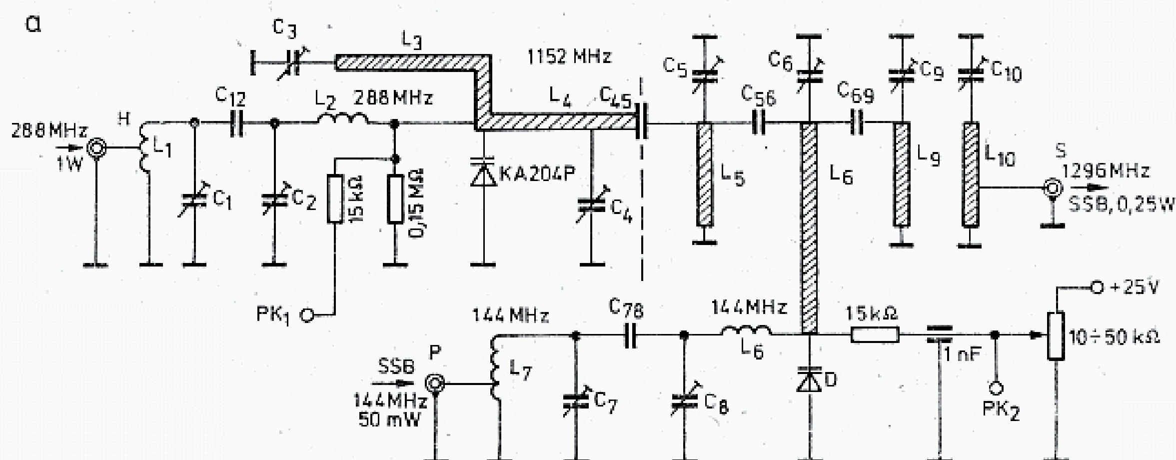
Rozróżnia się tu dwa przypadki. Waraktory małosygnałowe stosowane w mieszaczach odbiorczych jako przestrajana heterodyna dla zakresów MKF odpowiadają prawie dokładnie zależności 5.46. Natomiast w mieszaczach nadawczych, w których stosowane są waraktory mocy dąży się do uzyskania jak największej sprawności $\eta = P_s/P_h$. Sygnał P_p w tych przypadkach musi mieć wartość większą niż to wynika z zależności (5.46). Sygnał P_p spełnia rolę pompy, a układ nosi nazwę mieszacza parametrycznego [40÷43, 48].

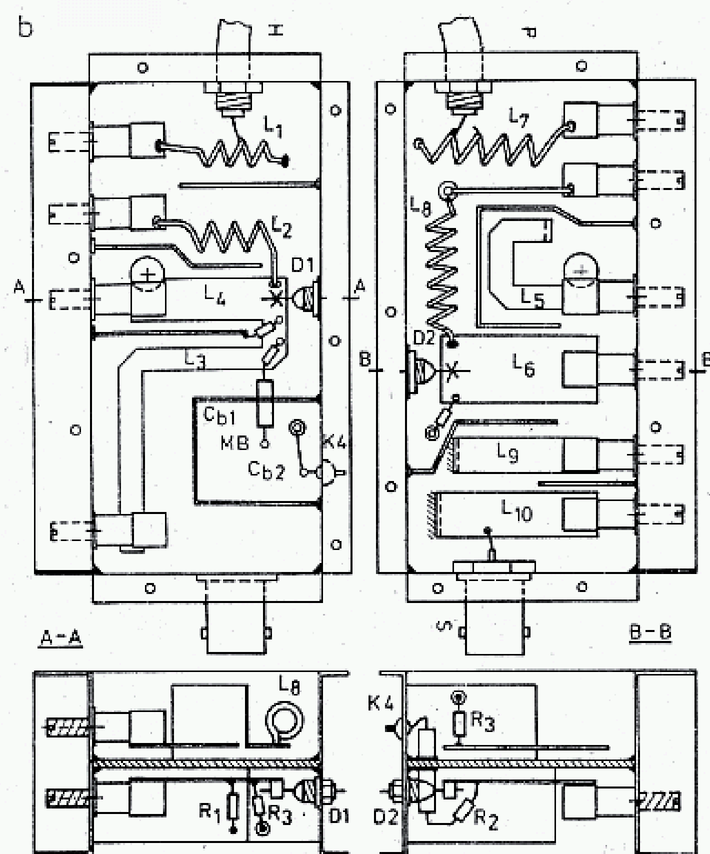
Na rysunku 5.124a pokazano schemat blokowy takiego mieszacza w którym dioda jest sterowana sygnałem P_p o poziomie równym poziomowi P_h. Ponieważ P_p jest wytwarzane na stosunkowo małej częstotliwości, np. 144 MHz i waraktor stanowi dla niej większą impedancję, więc uzyskanie odpowiedniej mocy nie stanowi trudności, nawet w przypadku stosowania tłumików dopasowujących. Sygnał heterodyny P_h jest doprowadzany przez filtr dwuogniwowy, który jednocześnie dopasowuje rezystancję generatora 50 Ω do impedancji waraktora. Podobnie rezystancja obciążenia R_s jest dołączana przez dwuogniwowy filtr dopasowujący. Można stosować tu jeden z wcześniej opisanych filtrów (rozdz. 3.7). Kondensator C włączony w szereg z waraktorem oddziela sygnał P_p od obwodów MKF. Sygnał P_p jest doprowadzany przez transformator dopasowujący (rozdz. 3.10).

Przykład: W układzie zbudowanym na diodzie ładunkowej MA 4597 ($f_g = 153$ MHz, $U_{BR} = 63$ V, $C_p = 1,2$ pF) z $f_p = 70$ MHz, $f_h = 2300$ MHz uzyskano następujące parametry: $\eta = P_s/P_h = 50\%$, przy $P_s = 28$ dBm $\hat{=}$ 0,6 W, $B_3 = 12,5$ MHz, $f_L = 2230$ MHz, $P_L = -53$ dB, poziom drugiej wstęgi górnej -39 dB, harmonicznej $P_p = -60$ dB, odstęp intermodulacji (2 tonowy) 40 dB. Sprawność układu powiększono dodając obwód na częstotliwości $f_s/2$. Wskazuje to na możliwość przeniesienia co najmniej 50% mocy heterodyny do obwodu wyjściowego jako sygnał użyteczny. Pozostała moc, tj. $0,5\ P_h + P_p$ wydziela się w postaci ciepła w waraktorze, który dlatego powinien mieć dobre chłodzenie.

Na rysunku 5.124b pokazano układ blokowy konkretnego mieszacza sumującego dla pasma 1296 MHz z mocą wyjściową 0,3 do 0,4 W, wystarczającą do sterowania wzmacniacza mocy lampowego na dwóch układach 2C39A lub tranzy-

storowego. Wzmacniacze te opisano dalej. Tor heterodyny rozdzielony jest na dwie płytki. Na wyjściu pierwszej (rys. 5.124c) otrzymuje się moc 1,3 W na częstotliwości 384 MHz. W drugiej płytce (rys. 5.124d) następuje potrojenie sygnału do 1152 MHz, odfiltrowanie i wyprowadzenie $P_h = 0{,}8$ W oraz dodatkowo $P'_h = 50$ mW dla mieszacza odbiorczego. Mieszanie sumujące odbywa się w układzie jak na rys. 5.124e. W płytce pierwszej tranzystory *T2*, *T3*, *T4* mogą być typu BFY 90.





5.125. Mieszacz waraktorowy 1296 MHz wg OK1DAP

a — schemat, b — rozmieszczenie części
Cewki CuAg 1. na $D_W = 6$ mm, $L_1 = 5{,}5$ zw. $l = 10$, odcz. 2 zw.; L_2 jak L_1 bez odcz.;
L_7, L_8 14 zw. $l = 20$, odcz. 2,5 zw.
Linie: CuAg 0,6, w = szerokość, l = długość, h — wysokość nad laminatem; Z_0 imped. falowa
L_3 : 576 MHz, $w = 4$, $l = 70$, $h = 2$, $Z = 100$
L_4 :1152 MHz, $w = 7$, $l = 27$, $h = 1{,}5$ $Z = 50$
L_5 :1152 MHz, $w = 4$, $l = 32$, $h = 1{,}5$ $Z = 80$
L_6 :1225 MHz, $w = 12$, $l = 27$, $h = 1{,}5$ $Z = 35$
L_9 :1296 MHz, $w = 6$, $l = 25$, $h = 2$, $Z = 75$
L_{10}:1296 MHz, $w = 8$, $l = 28$, $h = 2$, $Z = 60$, odcz. 10 mm
Kondensatory C_{12} do C_{69} — blaszki na końcach obwodów, $C \approx 1$ pF

L	f [MHz]	w [mm]	l [mm]	h [mm]	z [Ω]
L_3	576	4	70	2	100
L_4	1152	7	27	1,5	50
L_5	1152	4	32	1,5	80
L_6	1225	12	27	1,5	35
L_9	1296	6	25	2	75
L_{10}	1286	8	28	2	60

Tranzystor C1-12 może być zastąpiony tranzystorem 2N3375 lub BLY87. Filtr L_7, C_8, C_7, L_8, C_9 i L_9 służy do dopasowania i tłumienia harmonicznych ponad 40 dB. Tranzystor *T1*: C3-12-CTC może być zastąpiony przez 2N4012. Potrajacz (*T1*) pracuje w klasie C i, dla uzyskania właściwego kąta przepływu około 120°, wymaga odpowiednio dobranego wysterowania, które reguluje się rezystorem R_{BE} o rezystancji około 150 Ω.

Obwód jałowy L_6C_5 podnosi sprawność przemiany. Rezystor R_d zapobiega drganiom pasożytniczym. Jego wartość nie powinna przekraczać 5 Ω. Obwody

L_2C_4 wraz z L_4C_9 tworzą filtr górnoprzepustowy, jednocześnie dopasowujący obciążenie do tranzystora *T7*. Jako waraktor (rys. 4.143e) należy stosować diodę o $f_g \geqslant 100$ GHz.

DC8UG stosował diodę ładunkową VAB 811EC (Varian) o $f_g = 74$ GHz, lecz lepsza jest dioda waraktorowa BXY27 (Valvo) lub 1N5155, 1N5152, która umożliwia uzyskanie sprawności $\eta = 70\%$. Na uwagę zasługuje fakt, że $9 \times f_p = 1296$ MHz i dlatego korzystniej jest zastosować nieco mniejszą lub większą częstotliwości f_h, np. o 100 kHz (VXO), gdyż wtedy dla $f_s = 1296$ MHz będzie potrzebna $f_p = 144{,}1$ MHz i $9 \times f_p$ wypadnie na częstotliwości 1296,9 MHz.

Opisany układ ma na wyjściu sygnał heterodyny stłumiony o -28 dB, zaś złożony sygnał $f_h + 2f_p$ około 50 dB. Na rysunku 5,124f pokazano obraz pierwszej płytki wykonanej na laminacie dwustronnym, a na rys. 5.124g jej szkic gabarytowy. Na rysunku 5.124h podany jest szkic płytki drugiej, a na rys. 5.124i szkic płytki mieszacza. Szczegółowy proces strojenia opisano w [84].

Zamiast opisanej heterodyny można zastosować także heterodynę opisaną przez DCØDA w UKW Berichte 3/1977, dającą 200 mW na 1152 MHz (rys. 5.124k).

Znacznie prostszy układ opisany jest przez OK1DAP [85], pokazany na rys. 5.125. W jednym pudełku o wymiarach $40 \times 85 \times 33$ znajduje się powielacz heterodyny i mieszacz. Z zewnętrznego źródła doprowadza się sygnał na częstotliwości 288 MHz z mocą około 1 W. Jest on powielany na jednej diodzie KA204p, dając 500 mW na 1152 MHz i, po jednoogniwowym filtrze, doprowadzany jest do mieszacza także na diodzie KA204P.

Do mieszacza równocześnie doprowadzony jest sygnał 144 MHz (CW, SSB, FM) z mocą 50 mW. Na wyjściu mieszacza, po 2-stopniowym filtrze uzyskuje się sygnał 1296 MHz o mocy 250 mW. Pudełko jest wewnątrz przedzielone i po obu stronach przegrody znajdują się płytki z laminatu z układami jak na rys. 5.125b. Boki pudełka z blachy mosiężnej mają występy chroniące trymery przed przypadkowym poruszeniem. Całość jest zakryta płytkami z laminatu.

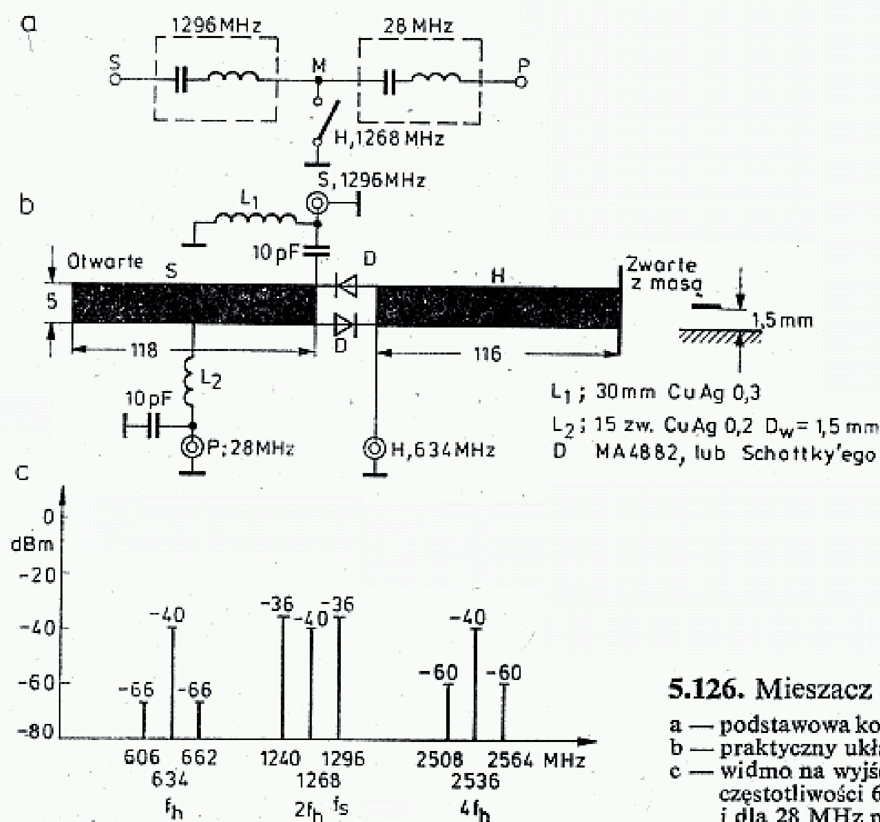
Przy strojeniu powielacza mierzy się napięcie w PK1, zaś przy wstępnym strojeniu mieszacza w PK2 bez napięcia polaryzacji. Po wstępnym zestrojeniu ustawia się napięcie polaryzacji równe $0{,}3 \div 0{,}4$ napięcia przebicia diody waraktorowej. Przy końcowym strojeniu napięcie to ustawia się poszukując optimum, którym jest maksymalna moc przy minimum zniekształceń intermodulacyjnych.

5.4.5.8 Mieszacze powielające

W artykułach radzieckiego czasopisma Radio spotyka się układy mieszaczy KF pracujące na parze diod, w których częstotliwość heterodyny jest o połowę mniejsza niż w układach konwencjonalnych. Są one szczególnie często stosowane w odbiornikach homodynowych. Koncepcja ta nieoczekiwanie znalazła bardzo interesujące zastosowanie dla zakresu MKF [86]. Pozwala ona na wykonanie prostego bardzo mieszacza, z heterodyną o mocy $P_h = -3$ dBm, na połowie normalnej częstotliwości, bez obwodu dla składowej stałej, bez potrzeby strojenia i z dużą izolacją wzajemną wszystkich wrót i jednocześnie o małym poziomie szumów. Zasadę działania tego mieszacza wyjaśnia rys. 5.126a.

Sygnał wejściowy S, po przejściu przez filtr środkowo-przepustowy dla f_s, dochodzi do punktu M, w którym jest zwierany z częstotliwością f_h. Generuje to impulsy sygnału o częstotliwości $f_p^+ = f_s + f_h$ i $f_p^- = f_s - f_h$. Drugi filtr wydziela tylko sygnały f_p^-. Proces ten jest już znany z poprzednich opisów mieszania.

Można wykazać, że jeśli zastosuje się dwie, przeciwnie połączone diody pompowane z heterodyny o częstotliwości $f_h/2$, to otrzyma się także produkt mie-



5.126. Mieszacz powielający
a — podstawowa konfiguracja,
b — praktyczny układ mieszacza,
c — widmo na wyjściu mieszacza przy sterowaniu częstotliwości 634 MHz mocą — 3 dBm i dla 28 MHz moc — −30 dBm

szania o częstotliwości f_p^-. Wynika z tego, że każda z diod przełączana jest w czasie cyklu heterodyny o częstotliwości $f_h/2$ z przesunięciem o 180°, a więc na wyjściu otrzyma się sumę obu przebiegów z częstotliwością f_p.

Praktyczny układ mieszacza, pokazany na rys. 5.126b składa się z obwodu S, będącego linią półfalową dla f_s i ćwierćfalową dla f_h. W punkcie M stanowi on więc obwód rozwarty dla f_s i zwarty dla f_h. Daje to pełną izolację między S i H. Wejście S sprzężone jest z M małą pojemnością, stanowi więc dla f_p dużą impedancję i izoluje P od S. Szerokość pasma takiego mieszacza wynosi około 20%, a więc długości linii nie są krytyczne i linie nie wymagają precyzyjnego dostrojenia.

WA0RDX [86] badał ten mieszacz w modzie nadawczym (sumującym) podając na wejścia: $P_p = -30$ dBm ± 1 dB, na $f_p = 28$ MHz, $P_h = -3$ dBm na 634 MHz i otrzymywał poziom $P_s = -36$ dB, tj. 6 dB poniżej sygnału na 28 MHz, stąd $A_m = 6$ dB. Pozostałe produkty mieszania miały małe poziomy (rys. 5.126c), zaś wszystkie harmoniczne heterodyny były -36 dB poniżej $P_h = 40$ dBm. Zakładając temperaturę szumową p.cz. $T_p = 92$ K ($F_p = 1{,}2$ dB) otrzymuje się temperaturę szumową układu odbiorczego przy $T_0 = 297$ K:

$T_{SSB} = (A_M - 2)\, T_0 + A_M T_p = 2{,}297 + 4{,}92 = 962$ K i $F_{SSB} = 1 + T_{SSB}/290 = 4{,}32 =$ $= 6{,}4$ dB.

5.4.5.9 Aktywne mieszacze tranzystorowe

Dostępność nowoczesnych tranzystorów, nadających się do pracy w zakresie MKF, spowodowała opracowanie kilku wersji mieszaczy aktywnych, których parametry szumowe są lepsze od opisanych poprzednio mieszaczy diodowych. Mieszacze aktywne mają tę przewagę nad diodowymi, że dają zysk mocy sygnału i nie wymagają, dużej mocy heterodyny.

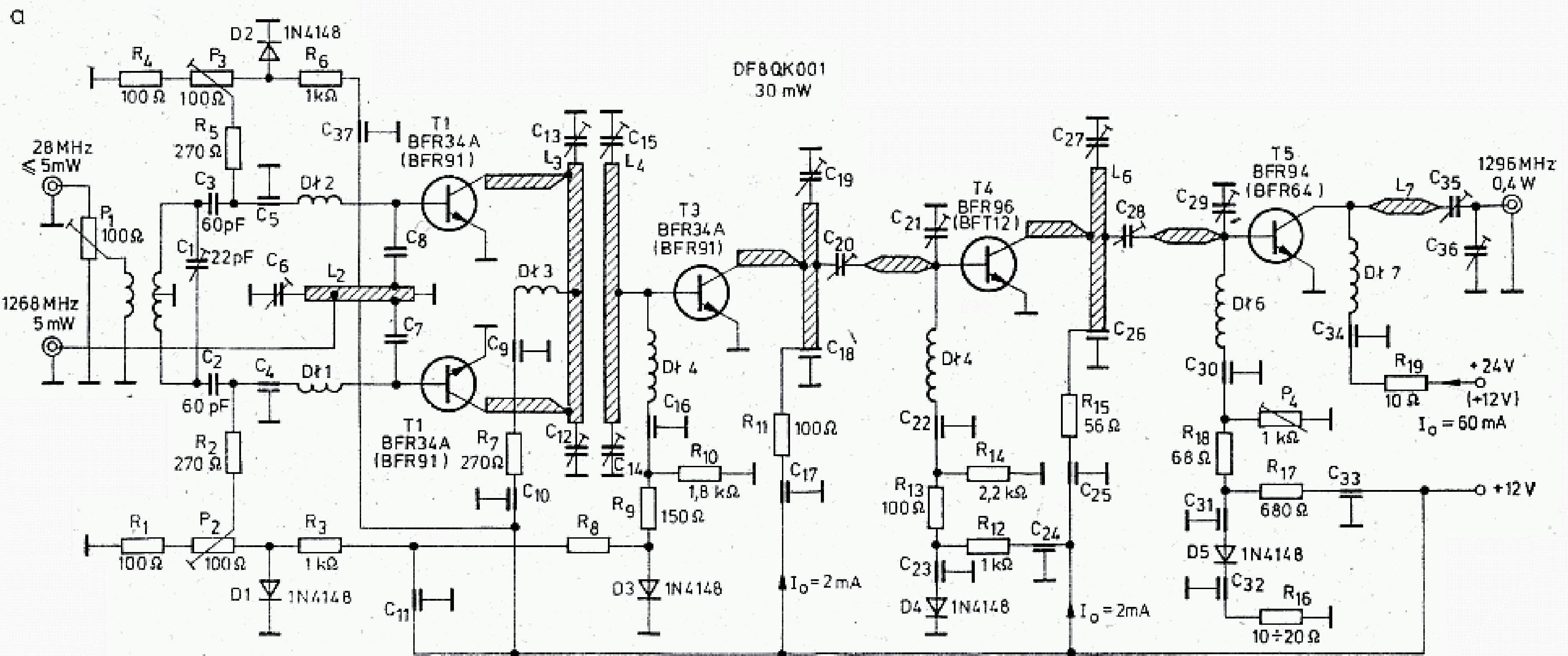
Wadą mieszaczy aktywnych jest mniejszy zakres dynamiki, mniejsza wartość *IP3*. Jednak w zakresie MKF większą wagę należy przywiązywać do szumów wejścia, określających próg czułości, niż do dynamiki odbiornika, tj. maksymalnych sygnałów dających się odebrać bez nadmiernych zakłóceń intermodulacyjnych lub blokowania. Prosty mieszacz aktywny otrzymuje się wstawiając dobry, niskoszumny tranzystor o $f_g > 3$ GHz zamiast diody, np. w układach z rys. 5.118 i 5.119. Optymalne warunki dla takiego mieszacza wymagają dobrania poziomu sygnału heterodyny oraz punktu pracy tranzystora (rozdz. 5.4.4). Po tranzystorze mieszającym należy stosować małoszumny wzmacniacz p.cz.

Wśród licznych publikowanych układów wybrano przykład mieszacza zrównoważonego z toru nadawczego transwertera 28/1296 MHz (wg DF8QK [87]), pokazany na rys. 5.127. Do mieszacza zrównoważonego, pracującego na BFR 34 A doprowadza się przeciwsobnie sygnał $P_p = 5$ mW o częstotliwości $f_p = 28$ MHz oraz synfazowo sygnał heterodyny $P_h = 5$ mW (może być 1 do 10 mW) o $f_h =$ $= 1268$ MHz. Na przeciwsobnym wyjściu obu tranzystorów wydziela się sygnał $f_s = 1296$ MHz.

Z obwodem wyjściowym sprzężona jest linia półfalowa, z której asymetrycznie pobierany jest sygnał do 3-stopniowego wzmacniacza liniowego z obwodami ćwierćfalowymi i odcinkami dopasowującymi. Wzmacniacz przy zasilaniu tranzystora *T5* napięciem 24 V oddaje moc 0,4 W na 1296 MHz, wystarczającą do łączności do 260 km w terenie górskim, a także do wysterowania wzmacniacza lampowego lub tranzystorowego.

Sygnał heterodyny jest osłabiony o 40 dB, pod warunkiem zachowania symetrii montażowej i ustawienia potencjometrami P_2 i P_3 punktów pracy tranzystorów *T1* i *T2*, które powinny mieć ponadto jednakowe charakterystyki. Sygnał heterodyny można otrzymać z dowolnego układu wcześniej opisanego (rys. 5.55, 56, 57, 60, 123d, 124c, 124k). Selektywność toru wzmacniacza jest niewystarczająca dla dostatecznego osłabienia sygnału lustrzanego 1204 MHz i dlatego należy na wyjściu zastosować jeden z filtrów o dużej dobroci (p. rozdz. 3.7).

W czasie strojenia obwodu wyjściowego mieszacza trymery (C_{12}, C_{13}) należy ustawiać na taką samą pojemność. Wtedy w punkcie środkowym linii L_3, w miejscu przyłączenia dławika *Dł3* (1,5 zw. przez perełkę ferrytową) nie występuje napięcie w.cz. Pierwszy wzmacniacz (*T3*) dołączony jest blisko zimnego punktu linii L_4, C_{14} dostraja się do 1204 MHz, C_{15} do 1296 MHz. Następny tranzystor *T4* dołączony jest przez indukcyjności dopasowujące i obwód $\lambda/4$ do L_5. Pojemność C_{20} pozwala ną optymalizację sprzężenia. Zimne końce linii L_5 i L_6 łączone są z masą (druga strona płytki) za pomocą kondensatorów płytkowych C_{18} i C_{26}. Polaryzacja baz tranzystorów jest wymuszana spadkami napięcia



Kondensatory:

C_7, C_8 10 pF płytkowe (chip)

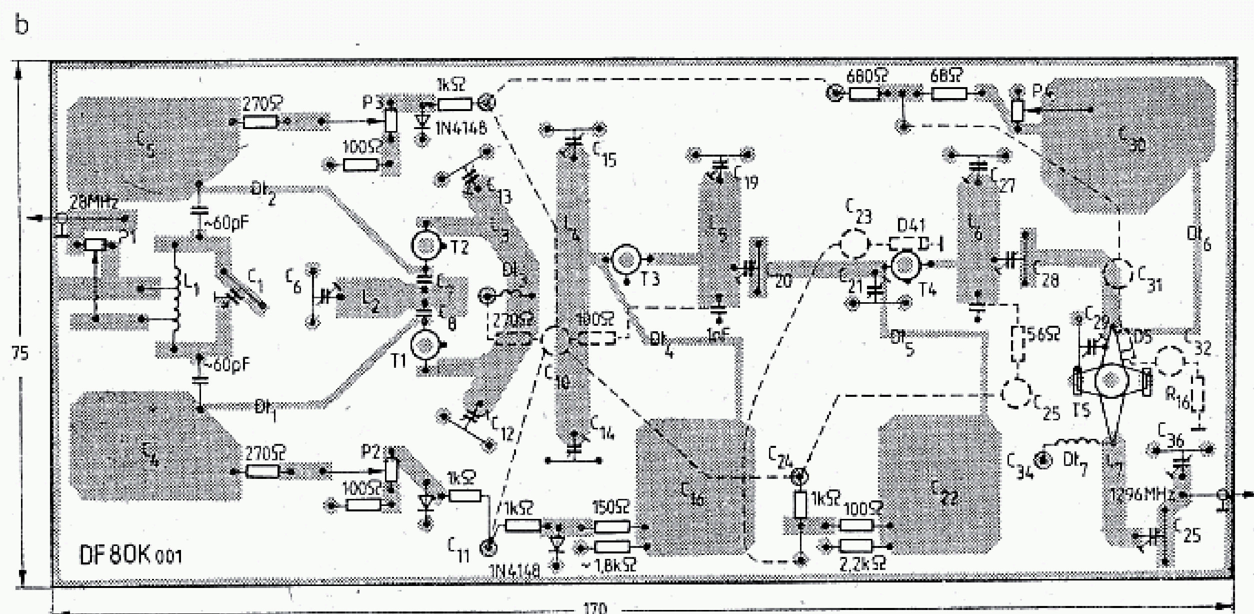
Trymery T6.... 6pF

Przepustowe i blokujące płytkowe: 1 µF

na diodach 1N4148, przez które płynie prąd wynoszący około 10 mA. Optymalny punkt pracy ustala się dobierając rezystancje R_{14} i P_4. Bazy zasilane są przez dławik w postaci linii paskowych $\lambda/4$ o dużej impedancji falowej. Ustawianie punktów pracy wszystkich tranzystorów jest trochę kłopotliwe, bowiem należy zapewnić utrzymanie stałego prądu zerowego (bez sygnału) tranzystorów przy zmianach temperatury otoczenia i zmianie napięcia zasilającego. Z tego powodu diody *D4* i *D5* powinny być w fizycznym kontakcie z obudowami tranzystorów *T4* i *T5*, a przewodnictwo cieplne poprawione pastą silikonową. Tranzystor *T5* wymaga radiatora w postaci płytki Al $2 \times 10 \times 50$.

Tranzystory BFR34 mogą być zastąpione przez tranzystory BFR91 lub z gorszymi wynikami przez BFY 90. Dławik *Dł7* ma 2 zw CuAg, $D_w = 3$ mm. Strojenie wszystkich stopni zaczyna się od ustawienia pojemności na wartości najmniejsze, a następnie stroi się obserwując wzrost prądów kolektorowych, mierząc kolejno spadki napięcia na R_7, R_{11}, R_{15} i R_{19}.

Symetryzację mieszacza przeprowadza się po zestrojeniu obwodów: do obwodu wyjściowego obciążonego rezystancją 50 Ω zbliża się falomierz absorpcyjny nastawiony na 1268 MHz, odłącza sygnał P pozostawiając dołączoną heterodynę. Potencjometrami P_2 i P_3 oraz dodatkowo trymerami C_{12} i C_{13} ustawia się minimum wskazań na falomierzu. Następnie dołącza się sygnał P i koryguje zestrojenie C_{12}—C_{15} na maksimum dla 1296 MHz. Proces strojenia należy powtarzać kilkakrotnie, aż uzyska się zadawalające wyniki. W czasie normalnej pracy z pełnym wysterowaniem spadki napięć na rezystorach wynoszą: $U_{R_7} = 6{,}5$ V, $U_{R_{11}} = 3$ V, $U_{R_{15}} = 2{,}7$ V, $U_{R_{19}} = 0{,}6$ V.



5.127. Mieszacz aktywny zrównoważony:
a — schemat układu wg DF8QK, b — układ płytki

5.5 Wzmacniacze w.cz. i konwertery

5.5.1 Wprowadzenie

Przedwzmacniacze, wzmacniacze i konwertery są jednym z częściej poruszanych tematów w publikacjach amatorskich. Wynika to ze znaczenia, jakie mają one dla jakości odbiornika i zmieniających się możliwości technicznych. Występuje tu podstawowa sprzeczność wymagań stawianych całemu odbiornikowi. Małoszumny wzmacniacz w.cz. o dużym wzmocnieniu znacznie zmniejsza wpływy dalszych stopni, a przede wszystkim mieszacza, na poziom szumów całego odbiornika. Z drugiej strony odporność dynamiczna odbiornika (*IP3*) maleje na tyle, ile wynosi wzmocnienie przedwzmacniacza. Stąd też w pewnym okresie uznawano, że przedwzmacniacze są zbędne, a nawet szkodliwe i usiłowano problem czułości rozwiązywać wzmacniaczami po mieszaczu. Jest to w pewnym stopniu słuszne w urządzeniach KF, lecz w urządzeniach UKF ograniczyłoby to bardzo czułość odbiornika.

Obecnie problem przedwzmacniacza i wzmacniacza wejściowego można rozpatrywać odmiennie dla trzech kategorii odbiorników UKF:
— prosty czuły odbiornik o przeciętnej dynamice,
— odbiornik o szczególnie dużej dynamice,
— odbiornik o szczególnie dużej czułości.

Do pierwszej kategorii zalicza się większość fabrycznych transiwerów oraz urządzenia własnej konstrukcji, przewidzianych do pracy w zawodach przy małym zagęszczeniu stacji. Do kategorii drugiej zaliczyć można odbiorniki o szczególnej konstrukcji, przewidziane do pracy w pobliżu silnego sygnału stacji niepożądanej. W tym przypadku możliwość odbioru innych, słabych sygnałów w dużym stopniu zależy od jakości odbiornika, ale także od jakości emisji stacji niepożądanej (widmo szumowe i intermodulacyjne). Są to odbiorniki bardzo rozbudowane, trudne w optymalizacji i nie zalecane dla ogółu UKF-owców, gdyż najczęściej aktualne warunki pracy nie wymagają odbiorników takiej klasy. Do trzeciej kategorii zalicza się odbiorniki wyczynowe dx-owe, a przede wszystkim odbiorniki do łączności EME, FAI i MS. Od odbiorników tych wymaga się bardzo dużej czułości i stabilności, przy czym dynamika gra tu rolę drugorzędną, gdyż liczebność stacji o dużej mocy, pracujących tymi technikami jest niewielka.

Problematykę szumów i dynamiki urządzenia odbiorczego opisano obszernie w rozdz. 4. Wykazano tam korzyści wynikające z umieszczania przedwzmacniacza wprost przy antenie oraz poprzedzania w odbiorniku mieszacza niskoszumnym wzmacniaczem w.cz. Jeśli przedwzmacniacz umieszcza się przy antenie, to konieczne jest stosowanie zdalnie sterowanego przełącznika nadawanie/odbiór N/O. Powinien on wprowadzać jak najmniejsze tłumienie w gałęzi zamkniętej (<0,5 dB) i jak największe w gałęzi otwartej (>40 dB). Przełączenie w pozycję N powinno następować przed pojawieniem się sygnałów w.cz. z toru nadawczego, a powrót do pozycji 0 dopiero po zaniku tego sygnału. W przeciwnym przypadku bardzo wrażliwe tranzystory w przedwzmacniaczu ulegną uszkodzeniu. Tranzystory te mogą być także uszkodzone pod wpływem przepięć atmosferycznych lub pod wpływem przepięć łączeniowych, występujących w czasie pracy przełącznika N/O. Poza tym cały

przedwzmacniacz musi być chroniony przed bezpośrednim oddziaływaniem rozproszonego pola w.cz. anteny. Sprawy te poruszono już w rozdz. 2.4.7.

W odbiornikach UKF o przeciętnej dynamice i czułości stosowane są z powodzeniem proste układy wzmacniaczy wejściowych pracujących na tranzystorach bipolarnych, fetach jedno i dwubramkowych. Postęp w budowie tych elementów spowodował, że stosując nowoczesne fety dwubramkowe można uzyskać wyniki zupełnie dobre. Układy te są zalecane dla średnio zaawansowanych konstruktorów, gdyż są łatwe w wykonaniu i zestrojeniu. Wyszukane układy opisane w następnych rozdziałach są opłacalne jedynie w przypadku dysponowania dobrym sprzętem pomiarowym, takim jak precyzyjny miernik szumów, zespół tłumików, analizator widma itp., które pozwalają na walkę o każdy decybel szumów oraz wzmocnienia i dynamiki. W większości przypadków walory takich odbiorników w praktyce amatorskiej są wykorzystywane w znikomym stopniu.

Ważnym elementem wzmacniacza jest wejściowy obwód rezonansowy. We wcześniejszych konstrukcjach dążono do uzyskania dużej selektywności i eliminacji sygnału lustrzanego już na wejściu odbiornika. Były to zazwyczaj obwody o dużej dobroci Q_n, słabo sprzęgnięte z wejściem i wzmacniaczem. Wnosiły one relatywnie duże tłumienie przenoszenia i zazwyczaj nie dawały możliwości dopasowania na minimum szumów. Obecnie dąży się do uzyskania optymalnego dopasowania szumowego wejścia wzmacniacza, a obwody o dużej selektywności stosuje się na drugim stopniu wzmocnienia w.cz., który jest z kolei dopasowany na maksimum wzmocnienia. W układach tych tranzystor sprzęgany jest z wejściem antenowym przez regulowaną pojemność, a równoległy obwód rezonansowy gra rolę pomocniczą. Czasami na wejściu stosuje się układ dopasowania typu π.

Wzmacniacze UKF mogą być wykonane drukiem na laminacie szklano-epoksydowym, lecz ze względu na występujące dodatkowe straty obecnie zaleca się zwięzłą konstrukcję przestrzenną, ze sztywnymi połączeniami między naturalnymi punktami stałymi, jakimi są trymery, cewki, kondensatory przepustowe itp. Cewki nawinięte drutem CuAg 1 do 2 mm dają lepsze wyniki niż linie paskowe na laminacie. W pasmie 432 MHz i wyższych bardzo dobre wyniki uzyskuje się na liniach paskowych uniesionych 4 do 10 mm nad laminatem, tworzącym jednolitą masę. Natomiast w profesjonalnych układach MKF stosuje się laminat szklano-teflonowy, dający obwody powtarzalne o dużej dobroci. Jest on jednak drogi i trudno dostępny. Sposoby projektowania liniowych obwodów paskowych opisano w rozdz. 3.6.3.

Opisane dalej wzmacniacze UKF mają konstrukcję uniwersalną, nadającą się tak przy 30 MHz jak i 432 MHz, różnią się one głównie wartościami indukcyjności i pojemności obwodów. We wszystkich tych układach należy dbać o dobrą izolację wejścia od wyjścia. Wymaga to odpowiedniego rozmieszczania części, stosowania właściwych ekranów, bezindukcyjnego łączenia emiterów (źródeł) z masą oraz skutecznej filtracji zasilania. W tym zakresie częstotliwości nie można polegać już na skuteczności filtracji za pomocą kondensatorów przepustowych i dlatego należy uzupełniać je albo dławikiem ferrytowym (FB) albo rezystorem odsprzęgającym (rozdz. 3.3 i 3.12). Należy pamiętać o tym, że tranzystory na mniejszych częstotliwościach mają większe wzmocnienie i dlatego wzbudzają się z powodu powstawania przypadkowych obwodów pasożytniczych, szczególnie na dławikach.

Obwody w.cz. należy lutować z niewielką ilością cyny, zaś przewody i ekrany miedziane, jeśli są polerowane, to nie wymagają srebrzenia. Powierzchnie te srebrzy się głównie dla ochrony przed utlenianiem oraz ze względów estetycznych. Powierzchni tych nie należy pokrywać zwykłą farbą lub lakierem, gdyż wprowadzają one dodatkowe straty.

Napięcia zasilające powinny być zawsze stabilizowane. W czasie eksperymentów należy stosować zasilacze z charakterystyką typu *foldback*, która skutecznie chroni badany element przed przeciążeniem w czasie błędnego dołączenia lub przesterowania. Punkt zwrotny charakterystyki powinien być regulowany. Na wyjściu zasilacza należy stosować niewielką pojemność blokującą dla m.cz., najwyżej 50 μF.

Na przestrzeni kilku lat stale występowało współzawodnictwo między tranzystorami bipolarnymi i polowymi we wzmacniaczach w.cz. Obecnie zaczynają dominować fety dwubramkowe i fety GaAs, lecz w wielu wzmacniaczach UKF nadal stosowane są doskonałe tranzystory bipolarne specjalnie skonstruowane dla szerokopasmowych wzmacniaczy TV. Problem przedwzmacniaczy i wzmacniaczy UKF jest obszernie opisany przez W1DTY [rozdz. 4.poz. 7], zaś WA2GFP w [88 i 89] opisuje wyniki badania 65 różnych wzmacniaczy w.cz. przy zastosowaniu różnych tranzystorów.

5.5.2 Elementy półprzewodnikowe we wzmacniaczach

Przy doborze tranzystorów do wzmacniacza w.cz. należy brać pod uwagę ogólne parametry tranzystorów występujące przy częstotliwości roboczej: szumy, wzmocnienie, stabilność pracy i impedancje dopasowania wejścia do wyjścia. Parametry tranzystorów w.cz., szczególnie dla zakresów UKF i MKF opisywane są najczęściej macierzą rozproszenia [5]. Wynika to z tego, że przy pomiarze parametrów wejściowych i transmitancyjnych macierzy h, z lub y należy zapewnić pełne zwarcie i rozwarcie wrót czwórnika, a nie jest to możliwe w zakresie mikrofalowym. Natomiast możliwe jest obciążenie linią pomiarową o określonej impedancji i zmierzenie współczynników odbicia. Stąd też współczynniki macierzy s nazywane są współczynnikami odbiciowymi. Przyjęto jako znormalizowaną wartość rezystancji źródła $R_1 = 50\ \Omega$ oraz obciążenia $R_2 = 50\ \Omega$ i stopień dopasowania jest odnoszony do tych wartości.

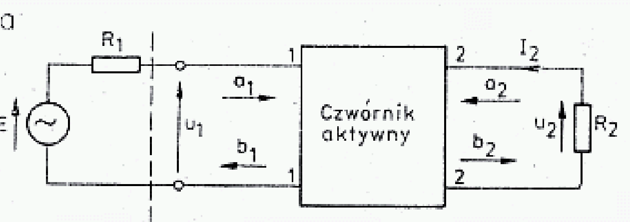
Na rysunku 5.128a pokazano układ czwórnika aktywnego z wrotami wejściowymi 1-1 i wyjściowymi 2-2. Czwórnik jest sterowany z generatora o SEM E_1 i rezystancji wewnętrznej R_1, a jego napięcie wyjściowe wynosi 1, które powoduje przepływ prądu I_1. Na stronie wyjściowej czwórnika prąd I_2 płynący przez obciążenie R_2 wywołuje spadek napięcia U_2.

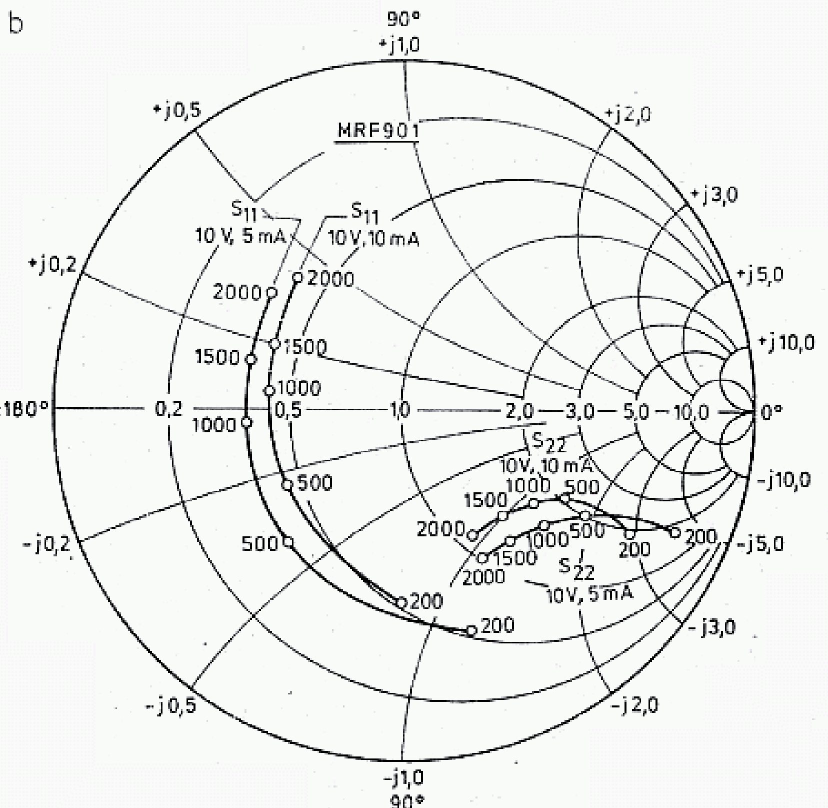
Macierz rozproszenia s zapisuje się w postaci:

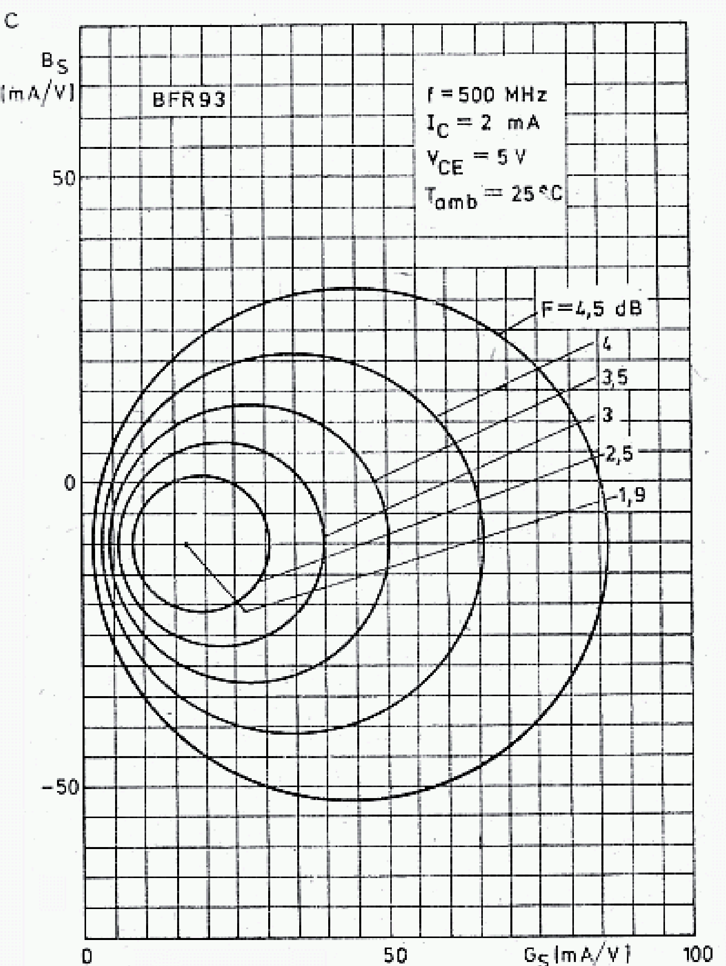
$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = s \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \tag{5.47a}$$

co po wymnożeniu daje postać bardziej znaną:

$$\begin{aligned} b_1 &= s_{11} a_1 + s_{12} a_2 \\ b_2 &= s_{21} a_1 + s_{22} a_2 \end{aligned} \tag{5.47b}$$







5.128. Parametry tranzystorów UKF

a — czwórnik z zaznaczeniem współczynników rozproszenia, b — współczynnik odbicia s_{11} i s_{22} w zależności od częstotliwości i prądu; z wykresu odczytuje się moduły i fazy współczynników, c — okręgi stałych szumów F we współrzędnych $Y = G_s + jB_s$, minimum szumów $F = 1{,}9$ dB występuje przy admitancji źródła $Y = 17 - j10$ mS

Moc dysponowana przez źródło wynosi:

$$P_{dysp.1} = \frac{|E_1|^2}{4R_1} = |a_1|^2 \tag{5.48a}$$

a więc a_1 wskazuje na moc wysyłaną przez źródło mocy 1.
Część tej mocy w wyniku niedopasowania ulega odbiciu od wrót 1-1 czwórnika. Moc odbita wynosi:

$$P_{odb.} = \frac{(E_1 - 2R_1 I_1)^2}{4R_1} = |b_1|^2 \tag{5.48b}$$

zaś do czwórnika wprowadzana jest różnica mocy P_1, czyli:

$$P_1 = P_{dysp} - P_{odb} = |a_1|^2 - |b_1|^2 \tag{5.84c}$$

Problem dopasowania obciążenia poruszony był w rozdz. 3.1 — wzory (3,26—3.32). Sprowadza się on do tego, by rezystancje źródła i obciążenia były sobie równe, a reaktancje także równe, lecz o znakach przeciwnych, tj. jeśli źródło ma impedancję $Z = R + jX$, to dopasowane obciążenie ma wartość sprężoną, tj. $Z^* = R - jX$. Wtedy to nie ma fali odbitej. Samo zrównanie rezystancji nie wystarcza, konieczna jest kompensacja reaktancji, a więc doprowadzenie układu do rezonansu. Gdy nie ma fali odbitej, to $b_1 = 0$.

Jeśli czwórnik ma dopasowane obciążenie, czyli $a_2 = 0$ co oznacza, że $Z_2 = R_2 = 50\,\Omega$, gdzie $50\,\Omega$ jest umownie przyjętą wartością odniesienia rezystancji, to współczynnik odbicia na wejściu (ang.: *input reflection coefficient*) s_{11} wynosi:

$$s_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{Z_1 - R_1}{Z_1 + R_1} \tag{5.49a}$$

gdzie Z_1 jest impedancją wejściową czwórnika.

Od strony wyjścia nie ma źródła energii ($E_2 = 0$), a więc $a_2 = 0$, zaś moc doprowadzona do obciążenia wynosi:

$$P_2 = |b_2^2| = I_2^2 R_2 \tag{5.48d}$$

Analogicznie współczynnik odbicia na wyjściu przy dopasowanym wejściu (ang.: *output reflection coefficient*) wynosi:

$$s_{22} = \frac{Z_2 - R_2}{Z_2 + R_2} \tag{5.49b}$$

Transmitancja przenoszenia (ang.: *forward transfer coefficient*) przy dopasowaniu obciążenia ($a_2 = 0$) i zasilania wynosi:

$$s_{21} = \frac{b_2}{a_1} = -\frac{I_2}{E_1} \cdot \sqrt{R_1 R_2} \tag{5.49c}$$

a jej kwadrat określa skuteczne wzmocnienie mocy K_{pef} (ang.: *gain-G*)

$$K_{pef} = |s_{21}|^2 = \frac{P_2}{P_{dys1}} \tag{5.50a}$$

Transmitancja wsteczna (ang.: *reverse transfer coefficient*) określa stopień oddziaływania wyjścia na wejście przy obu dopasowaniach:

$$s_{12} = \frac{b_1}{a_2} = -2\frac{I_1}{E_2} \cdot \sqrt{R_1 R_2} \qquad (5.50b)$$

a jej kwadrat określa wsteczne skuteczne wzmocnienie mocy przy dołączeniu źródła E_2 do zacisków wyjściowych i obciążeniu wrót wejściowych rezystancją R_1 (50 Ω).

Wartości parametrów s zależą od typu tranzystora, częstotliwości i punktu pracy i są podawane w obszerniejszych katalogach przez wytwórców, często w postaci wykresów (rys. 5.128b). Na przykład tranzystor MRF 901, stosowany powszechnie w USA w głowicach TV przy I_c = 10 mA, U_{CE} = 10 V, f = 1,3 GHz w układzie wspólnego emitera ma parametry odbiciowe (rozproszenia):

$$s_{11} = 0{,}47 < +161°, \quad s_{22} = 0{,}43 < -41°$$

$$s_{12} = 0{,}08 < +64°, \quad s_{21} = 3{,}1 < +63°$$

Poza powyższym zapisem stosowany jest także zapis w postaci s_{11} = 0,47 arg+161° itd., lub $s_{11} = 0{,}47\varphi+161°$, lub $s_{11} = 0{,}47\ e^{j161}$.

Wartość bezwzględną otrzymuje się mnożąc moduł przez 50 Ω, np. 0,47 · 50 = 23,5 Ω. W katalogach podawane są także wartości współczynnika szumów F w zależności od parametrów admitancyjnych źródła G_s i B_s (rys. 5.128c) lub $Z_{F\,opt}$, określając impedancję źródła, przy której występują najmniejsze szumy (rys. 5.143). Wszystkie te dane potrzebne są do zaprojektowania wzmacniacza, a w szczególności elementów reaktancyjnych spełniających warunki dopasowania dla uzyskania minimum szumów lub maksimum wzmocnienia.

W praktyce amatorskiej zazwyczaj nie przeprowadza się tych obliczeń, lecz dołącza elementy strojeniowe, pozwalające na przeprowadzanie dopasowania. Daje to jednak wyniki nieco gorsze, gdyż dodatkowe pojemności wprowadzają nieciągłość w układzie, zmniejszają dobroć, a ponadto mogą być niestabilne. W produkcji seryjnej stosuje się obwody wynikające z przeliczeń.

Przydatność tranzystora w układzie wzmacniającym przy określonych warunkach obciążenia można ocenić obliczając jego maksymalne stabilne wzmocnienie (ang. *Maximum Stable Gain — MSG*), które wynosi:

$$\mathrm{MSG_{dB}} = 10\lg\frac{|s_{21}|}{|s_{12}|} \qquad (5.51)$$

np. dla MRF 901 wynosi ono: MSG = 10 lg (3,1/0,08) = 15,9 dB.

Pełne wykorzystanie MSG nie zawsze jest możliwe, gdyż w pewnych warunkach tranzystor może się wzbudzić. Rozróżnia się sytuacje bezwarunkowej stabilności układu oraz „stabilności warunkowej” [2, 90, 91]. Kryterium oceny stabilności jest współczynnik stabilności Rolletta K_{st}:

$$K_{st} = \frac{1+|\Delta|^2-|s_{11}|^2-|s_{22}|^2}{2\cdot|s_{21}-s_{12}|} \qquad (5.52)$$

gdzie $\Delta = s_{11}s_{22}-s_{12}s_{21}$ jest wyznacznikiem macierzy s.

Dla MRF 901 $\Delta = 0{,}055 < -26{,}6°$. Po obliczeniach otrzymuje się $K_{st} = 1{,}20$. Jeśli $K_{st} > 1$, to układ jest bezwarunkowo stabilny, jeśli obwody zewnętrzne nie mają rezystancji ujemnych i można bez obawy układ z tym tranzystorem dalej projektować. Gdy $K_{st} \leqslant 1$, to stabilność uzyskuje się tylko przy pewnych warunkach, tj. przy określonych impedancjach źródła i obciążenia oraz dla określonych przedziałów napięcia zasilającego i prądu kolektora, uzależnionego z kolei od polaryzacji bazy, temperatury złącza i wielkości sygnału sterującego. Maksymalne osiągalne wzmocnienie (ang.: *Maximum Available Gain-MAG*) jest mniejsze od MSG i wynosi

$$\mathrm{MAG} = \mathrm{MSG} + 10\lg\left|K_{st} \pm \sqrt{K_{st}^2 - 1}\right| \tag{5.53}$$

przy czym znak plus przed $\sqrt{K_{st}^2 - 1}$ przyjmuje się, gdy $|\Delta|^2 + |s_1|^2 - |s_{22}|^2 > 1$. Dla MRF 901 MAG = 13,2 dB.

Jeśli MAG wypada 2—3 dB poniżej MSG — to strojenie wzmacniacza nie jest krytyczne. W literaturze [90] podano pełne obliczenia obwodów dopasowujących wejście i wyjście dla MRF 901 przy 1,3 GHz dla dwóch przypadków: minimum szumów lub maksymalnego wzmocnienia. Na podstawie tych obliczeń projektuje się wymiary linii paskowych.

Łącząc kilka jednakowych tranzystorów o współczynnikach szumów F i wzmocnieniu K w układzie kaskadowym otrzymuje się miarę szumów tranzystora w danym układzie (ang.: *noise measure*) $M+1$:

$$M+1 = 1 + \frac{F-1}{1-\frac{1}{K}} \tag{5.54}$$

Szumy układu z tranzystorem są zawsze większe niż pojedyńczego tranzystora w układzie pomiarowym.

Próby przeprowadzone przez WA2GFP [88] na kilku egzemplarzach NE 64535 przy 432 MHz wykazały duże rozrzuty parametrów. Minimum szumów $F = 0{,}84$—$0{,}91$ uzyskiwano przy 4,9 V i 5,0 mA w jednym egzemplarzu, a w innym przy 8,1 V i 10,0 mA. Wskazuje to na potrzebę indywidualnego dobierania warunków pracy i nieco przeczy skuteczności metody teoretycznego przeliczania układów.

Na rysunku 5.129 zestawiono parametry szumowe F i wzmocnienie K niektórych tranzystorów stosowanych we wzmacniaczach UKF i MKF. Niektóre tranzystory są specjalnie projektowane dla określonego pasma częstotliwości (radiotelefony FM). Na przykład U 310 w pasmie 70—200 MHz ma $F < 2$ dB, a przy 432 MHz $F = 4{,}5$ dB. Inne tranzystory budowane dla wzmacniaczy szerokopasmowych mają charakterystykę płaską w szerokim zakresie częstotliwości.

Sposoby obliczania wzmacniaczy UKF i MKF na podstawie parametrów s opisane są w literaturze [90, 91, 92]. Podano tam sposoby obliczania warunków pracy tranzystora (napięcia, prąd), współczynników odbicia obwodów źródła i obciążenia dla uzyskania maksymalnego wzmocnienia lub minimalnych szumów; sposób odstrojenia obwodów w przypadku stabilności warunkowej ($K_{st} < 1$), parametry elektryczne tych obwodów oraz ich wymiary liniowe w zastosowaniach jako obwody typu π i paskowe. Dla części obliczeń podano programy na komputer. Zakres tego tematu wykracza jednak poza ramy poradnika.

a

Współczynnik szumów F [dB]

Wzmocnienie K [dB]

6 5 4 3 2 1

25 20 15 10 5

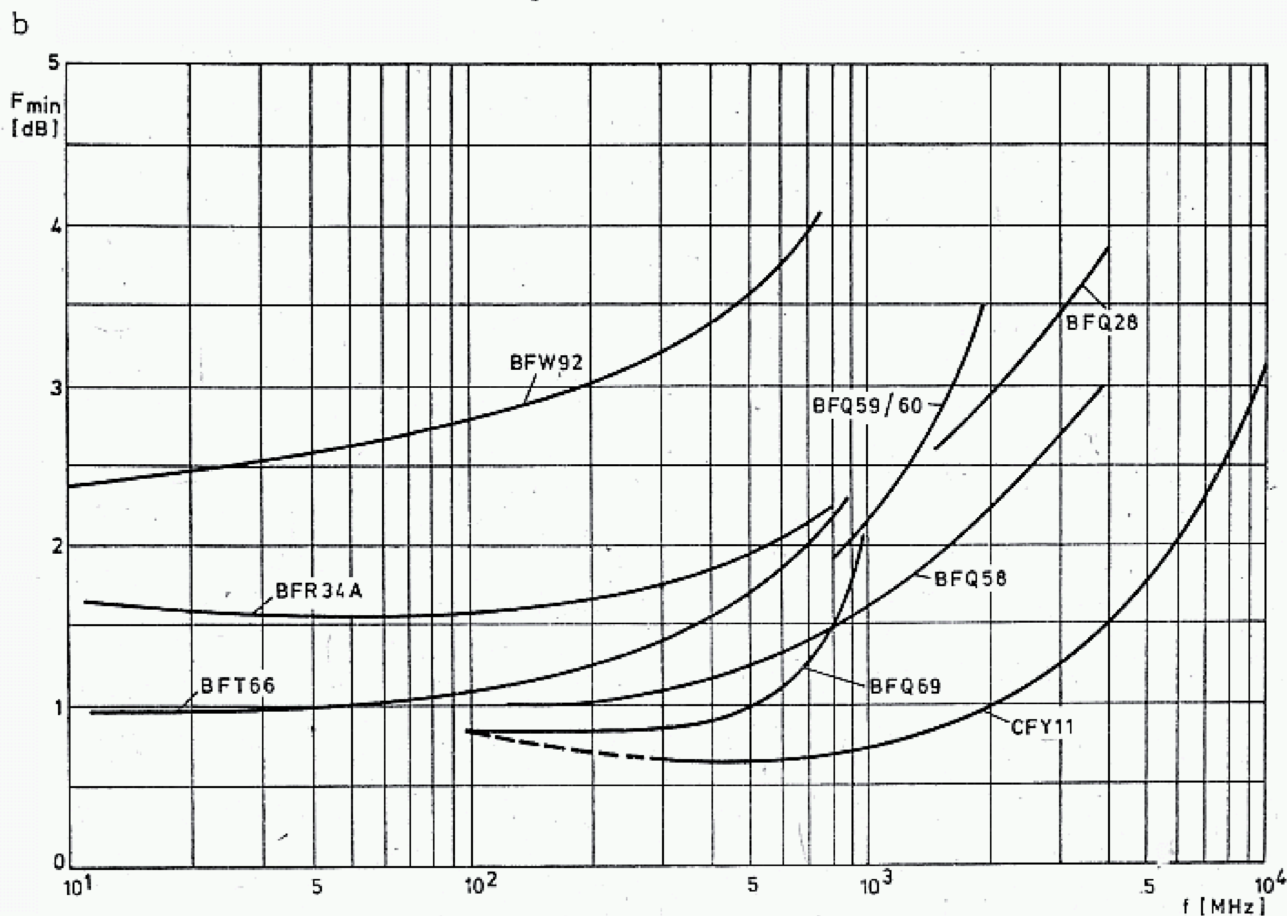
MRF901
NE64535
BFT66 (K)
NE21889 (K)
MGF1400 (K)
BFR91
2N5109
2N5109
2N4416
BFR34A
BFR34A
MGF1200 (K)
2SC1236
2SC1236
U310
U310
U310
BFR91
MRF901
BFT66 (F)
2N4416
MRF901
NE64535
MGF1200 (F)
MGF1400 (F)
NE21889 (F)

30 144 220 432 1296 2300 56 10

20 MHz 50 100 200 500 1GHz 2 5 10 GHz

Częstotliwość robocza

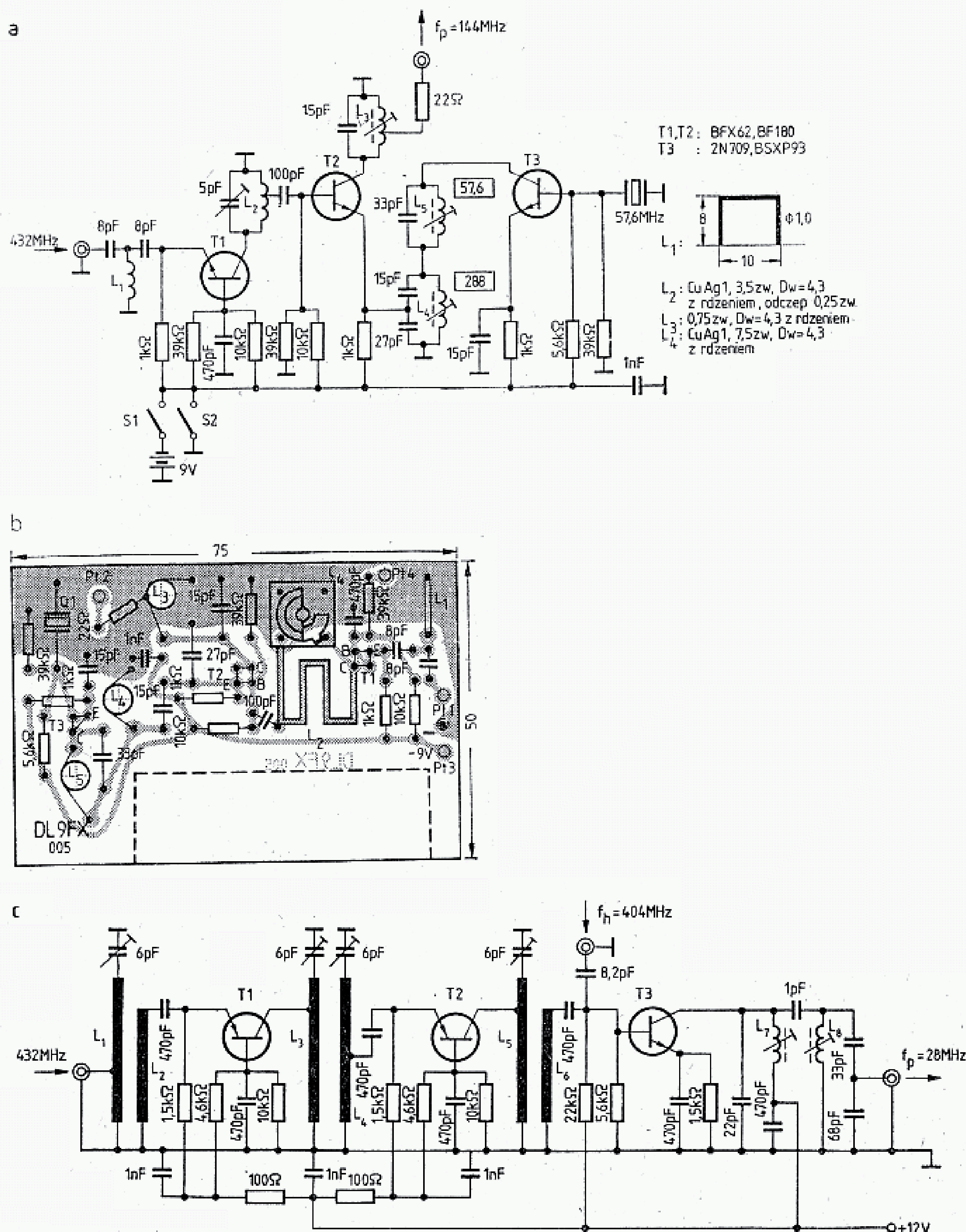
b



5.129. Parametry tranzystorów UKF; poszczególne egzemplarze wykazują odchylenia parametrów do 20% i zależą także od układu dopasowania

5.5.3 Wzmacniacze i konwertery z tranzystorami bipolarnymi

Na rysunku 5.130a pokazano przykład ciekawego prostego konwertera z 432 MHz na 144 MHz wg DL9FX (UKW Berichte 1/1973). Przeznaczony jest on do „łowów na lisa" w pasmie 70 cm, lecz jego prostota i dobre parametry pozwalają na wykorzystanie jako pierwszy krok do łączności w zawodach w pasmie 70 cm. Zastosowano tutaj także wzmacniacz z uziemioną bazą (*T1*), dający wzmocnienie do 12 dB przy współczynniku szumów 5 dB. Na wejściu znajduje się filtr górnoprzepustowy



5.130. Przykłady wzmacniaczy w.cz. pracujących na tranzystorach bipolarnych

a, b — prosty konwerter 432/144 MHz wg DL9FX, **c, d** — dwustopniowy wzmacniacz i mieszacz 432/28 MHz wg DCØDA, **e** — sposób ręcznego przełączania N/O przełącznikiem Izostat

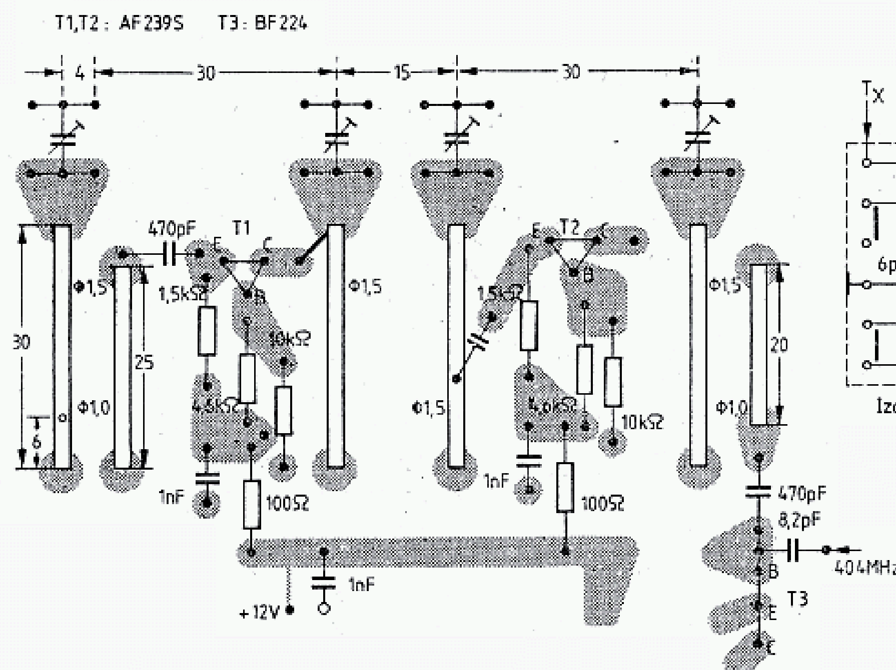
8pF-L_1 — 8pF, którego częstotliwość graniczna wynosi 400 MHz i skutecznie tłum sygnały 144 MHz. Drugi tranzystor *T2* pracuje jako mieszacz z sygnałem heterodyny podawanym do bazy. Obwód kolektorowy (L_3), nastrojony na 144 MHz jest słabo sprzężony z odbiornikiem 144 MHz, a ponadto, celem lepszej izolacji i dopasowania do odbiornika, oraz rozszerzenia pasma do 2 MHz, w szereg włączony jest rezystor 22 Ω. Cewka L_2 może być wykonana jako powietrzna lub drukiem jak na rysunku płytki. W heterodynie zastosowano tranzystor przełącznikowy 2N709 (BSXP 93), którego obwód kolektorowy (L_5) umożliwia wzbudzenie rezonatora na 3. overtonie 57,6 MHz. Jego 5. harmoniczna, 288 MHz jest wydzielona w obwodzie L_4 z dzielnikiem pojemnościowym 15+27 pF. Kondensator 27 pF skutecznie blokuje emiter tranzystora *T1* dla 432 MHz. Przy bardzo silnych sygnałach na 432 MHz można przełącznikiem S_2 zmniejszyć wzmocnienie stopnia wejściowego. Można tam także zastosować potencjometr 100 kΩ.

Po zmianie rezonatora układ można przystosować do innej częstotliwości pośredniej, przy której nie będzie występowało przenikanie silniejszych stacji z pasma 144 MHz, mimo zamknięcia całego konwertera w elektrycznie hermetycznej obudowie.

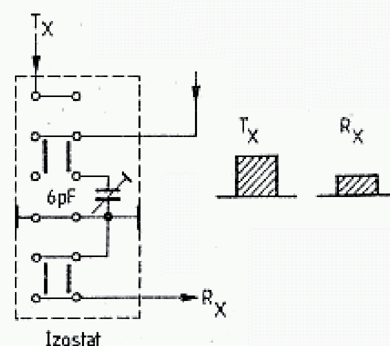
Na rysunku 5.130c pokazano popularny układ konwertera 432/28 MHz na tranzystorach AF239a wg DC∅DA (UKW Berichte 1/1973). Przy wybranych egzemlarzach tranzystorów pozwala on na uzyskanie wzmocnienia 20 dB przy szumach 3,5÷4 dB. Wykonano go na płytce dwustronnie laminowanej, przy czym dla zwiększenia dobroci obwodów zastosowano linie paskowe z drutu CuAg 1,5 uniesione 4 mm nad płytką. Obwody te z jednej strony połączone są z masą, z drugiej — z trymerem powietrznym.

Na rysunku 5.130d pokazano fragment płytki z obwodem w.cz. zaś obwody p.cz. i zasilania, jako mało krytyczne nie zostały pokazane. W konwerterze tym można także stosować inne częstotliwości heterodyny i p.cz., przy czym cały układ

d



e

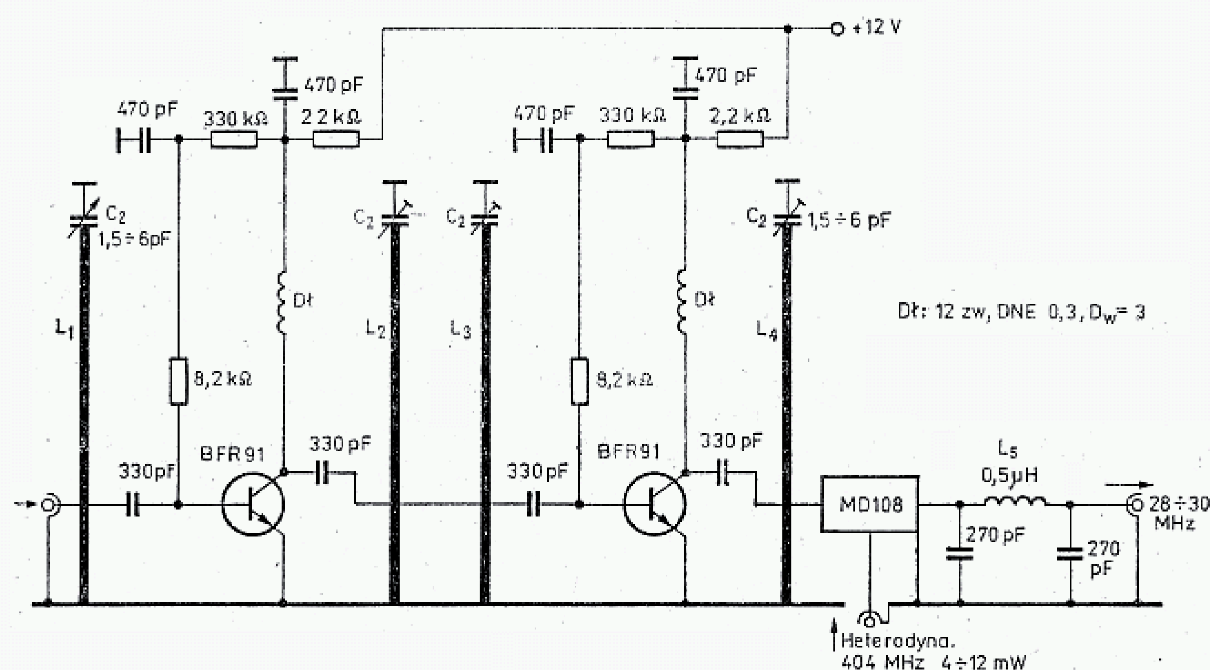


pośredniej częstotliwości z detektorem może być wykonany na niewielkiej płytce z zastosowaniem obwodów scalonych. Przestrajane mogą być albo heterodyna, albo p.cz. z ewentualną drugą przemianą na 9 MHz lub 465 kHz.

Tranzystory AF239s są dla częstotliwości pasma UKF jednymi z lepszych (wśród tranzystorów germanowych), gdyż dają duże wzmocnienie przy małych szumach. Przy prawidłowym obciążeniu i dopasowaniu układ nie wzbudza się mimo nie stosowania ekranów międzystopniowych, wystarcza jedynie zamknięcie całości w obudowie z białej blachy. Autor, SP6LB, w konwerterze tym bezpośrednio po mieszaczu włączył na tej samej płytce pierwszy wzmacniacz p.cz., gdyż to pozwoliło na umieszczenie konwertera blisko anteny, a pozostałej części odbiorczej w bardziej dogodnym miejscu. Przełączanie N/O dokonuje się przekaźnikiem lub przełącznikiem typu izostat. Indukcyjność tego przełącznika należy kompensować odpowiednio dobraną pojemnością. Przełącznik ten może przełączać antenę między konwerter i nadajnik z potrajaczem zbudowanym na diodzie BAY96, na wyjściu, bez obawy uszkodzenia tranzystora *T1*.

Z chwilą pojawienia się nowoczesnych tranzystorów BFR34a i BFR91 zastosowano je w przedwzmacniaczach. Klasyczne rozwiązanie dla częstotliwości 432 MHz opracował ON5FF (DUBUS 4/5/1974). Zastosował on dwa obwody rezonansowe o dużej dobroci i zasilanie bazy i emitera przez dławiki o różnej indukcyjności oraz przez filtry RC. Jest to konieczne, gdyż tranzystory UKF mają znacznie większe wzmocnienie na małych częstotliwościach i łatwo wzbudzają się na pasożytniczych indukcyjnościach i pojemnościach. Przy zasilaniu $U_B = 5$ V i $I_c = 2{,}2$ mA, przy optymalnym zestrojeniu uzyskuje się $F = 18$ dB i $K = 16$ dB. Podobny układ zastosował PA0VV (DUBUS 1/1976) uzyskując podobne wyniki.

Opierając się na tych układach DC0HW/G8LRH opracował konwerter 432/28 MHz pokazany na rys. 5.131. (DUBUS 1/1981). Wzmacniacze ON5FF i PA0VV miały tylko jeden stopień. W konwerterze połączono w szereg dwa takie stopnie oraz zrezygnowano z regulacji napięcia polaryzacji tranzystorów, co jest jednak



5.131. Konwerter 432/28 MHz wg DC0HW oparty na wzmacniaczu ON5FF i PA0VV

potrzebne dla indywidualnego dobrania optymalnych, ze względu na szumy punktów pracy tranzystorów. W konwerterze wg PAØVV wejście 432 MHz dołączane jest do L_1 przez trymer rurkowy 3 pF, a w bazie zamiast rezystora zastosowany jest dławik o średnicy 3 mm z drutu o długości 18 cm ($\lambda/4$). Obwód C_2L_1 konwertera stroi się na minimum szumów, pozostałe na maksimum wzmocnienia. Mieszacz diodowy, podwójnie zrównoważony, wymaga z heterodyny 4÷12 mW. Wyjście mieszacza obciążone jest filtrem π z L_5, lecz nie jest to właściwe rozwiązanie (rozdz. 5.4.3), gdyż sygnał lustrzany i harmoniczne nie są obciążone rezystancją dopasowaną 50 Ω. Wzmocnienie całego konwertera 432/28 MHz wynosi 19 dB, zaś poziom szumów wynosi −144 dBm, natomiast kompresja 1 dB występuje przy sygnale 15 mV.

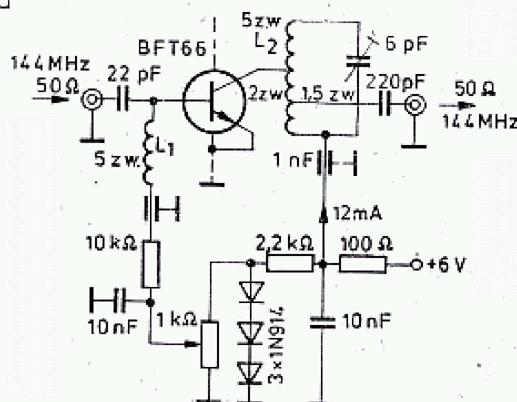
Jednym z częściej stosowanych tranzystorów w przedwzmacniaczach także do łączności EME jest BFT 66, który przy prądzie $I_c = 12$ mA ma impedancję wejściową 50 Ω. Ułatwia to znacznie dopasowanie i obniża szumy układu, gdyż każdy układ dopasowujący wnosi straty i powoduje wzrost szumów (rozdz. 4).

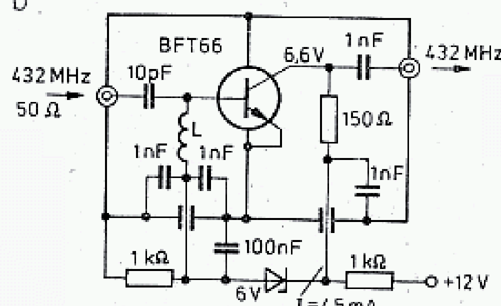
Na rysunku 5.132a pokazano układ takiego przedwzmacniacza wg DJ7VY (DUBUS 3/1976) dla pasma 144 MHz. Współczynnik szumów 1,1 dB, wzmocnienie $K = 24$ dB przy $U_B = 6$ V $I_c = 12$ mA, $IP3 = -3{,}5$ dBm. Napięcie polaryzacji jest ustawiane potencjometrem 1 kΩ, do którego przyłożone jest napięcie stabilizowane trzema diodami krzemowymi (około 2,3 V). Przy zmianach temperatury charakter zmian spadku napięcia na tych diodach kompensuje wpływ temperatury na prąd bazy tranzystora i w ten sposób układ jest mniej wrażliwy na zmiany temperatury. Cewka L_1 wraz z kondensatorem o pojemności 22 pF tworzy filtr górnoprzepustowy. Emiter tranzystora wraz z obudową musi być połączony z masą odcinkiem przewodu nie dłuższym niż 1 mm!

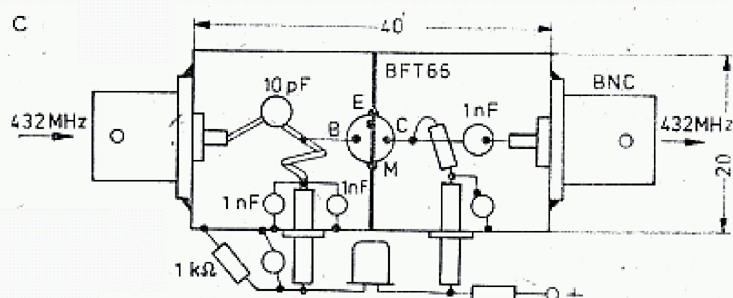
Tranzystor ten doskonale pracuje przy częstotliwości 432 MHz. Jest on stosowany przez YU1PKW jako przedwzmacniacz antenowy do łączności EME (DUBUS 4/1980). Szerokopasmowe wejście, silnie stłumione rezystancją anteny i tranzystorem jest korzystne dla dopasowania na minimum szumów przy jednocześnie dużym wzmocnieniu. Dawniej głoszony pogląd, że obwody wejściowe powinny mieć dużą dobroć jak to zastosowano w przykładzie poprzednim, został zakwestionowany przez W1JR (HAM Radio 3/1975) i obecnie stosuje się często silnie stłumione, lecz proste wejścia. Cewka L ma dokładnie 1 zwój o średnicy wewnętrznej wynoszącej dokładnie 5 mm i nie ma doprowadzeń. Wszystkie połączenia muszą być jak najkrótsze.

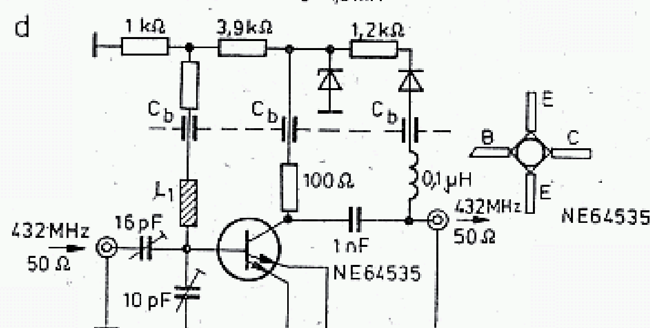
Przegroda ekranująca ma otwór, w który jest włożony tranzystor. Jego emiter jest dolutowany wprost do przegrody. Obudowa tranzystora jest także na krawędziach zlutowana z przegrodą. Pudełko o wymiarach 40×20×20 wykonane jest z blachy mosiężnej, białej lub laminatu. Układ nie ma żadnego elementu dostrojczego, gdyż jest szerokopasmowy. Pasmo $B_3 = 300$—550 MHz, $B_{10} = 200$—700 MHz, w obwodzie kolektora zastosowano bezindukcyjny rezystor 150 Ω, co daje układowi stabilność bezwarunkową.

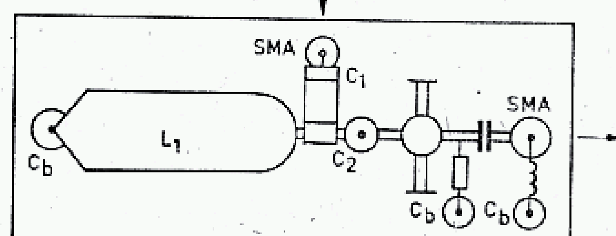
Przedwzmacniacz przy $U_B = 12$ V $I_c = 4{,}5$ mA i 432 MHz ma $F = 1{,}5$ dB i wzmocnienie 14 dB. Po zwiększeniu prądu do $I_c = 10$ mA, co uzyskuje się zmieniając rezystancję 1 kΩ i ewentualnie diody Zenera (6 V), poprawia się odporność

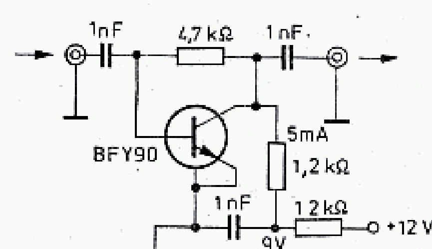


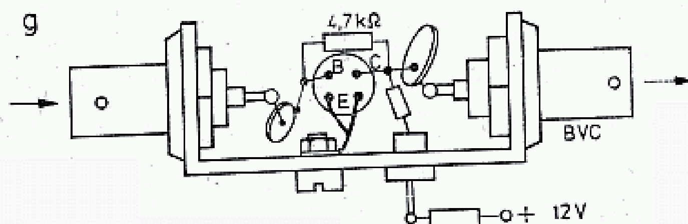












5.132. Proste przedwzmacniacze

a — dla pasma 144 MHz z BFT 66, wg DJ7VY, b, c — dla pasma 432 MHz z BFT 66, wg YU1PKW, d, e — na NE 64535 dla pasma 432 MHz wg WB5LUA, f, g — wzmacniacz szerokopasmowy 1 MHz — 200 MHz z BFY 90, wg G3JP

na zakłócenia intermodulacyjne, lecz rosną szumy. Jeśli układ ma tendencję do wzbudzania się, to zmniejsza się rezystancję kolektora ze 150 Ω do 100 Ω.

Większość kondensatorów przepustowych przy tej częstotliwości nie daje skutecznego blokowania i dlatego są one bocznikowane dodatkowymi kondensatorami 1 nF.

Jeszcze lepsze wyniki uzyskał WB5LUA, który zamiast tranzystora BFT66 zastosował popularny w USA tranzystor bipolarny NE 54535 (Ham Radio 10/78). Tranzystor ten ma $F = 0,8$ dB dla 500 MHz, $F = 1,6$ dB dla 2 GHz i $f_T = 8,5$ GHz. Ze względu na duże wzmocnienie tranzystora bezwzględnie stabilną pracę uzyskuje się przy obciążeniu kolektora rezystancją $100 \div 150$ Ω oraz jeśli obwód zewnętrzny jest dobrze dopasowany, tj. przy WFS $\leqslant 2$. Impedancje wejścia i wyjścia wynoszą

50 Ω. Minimum szumów występuje przy $U_{CE} = 6,0$ V i prądzie $I_C = 4 \div 5$ mA. Ze względu na to, że dopuszczalne napięcie $U_{CE\max} = 12$ V, celowe jest zabezpieczenie zasilania diodą Zenera 9 V.

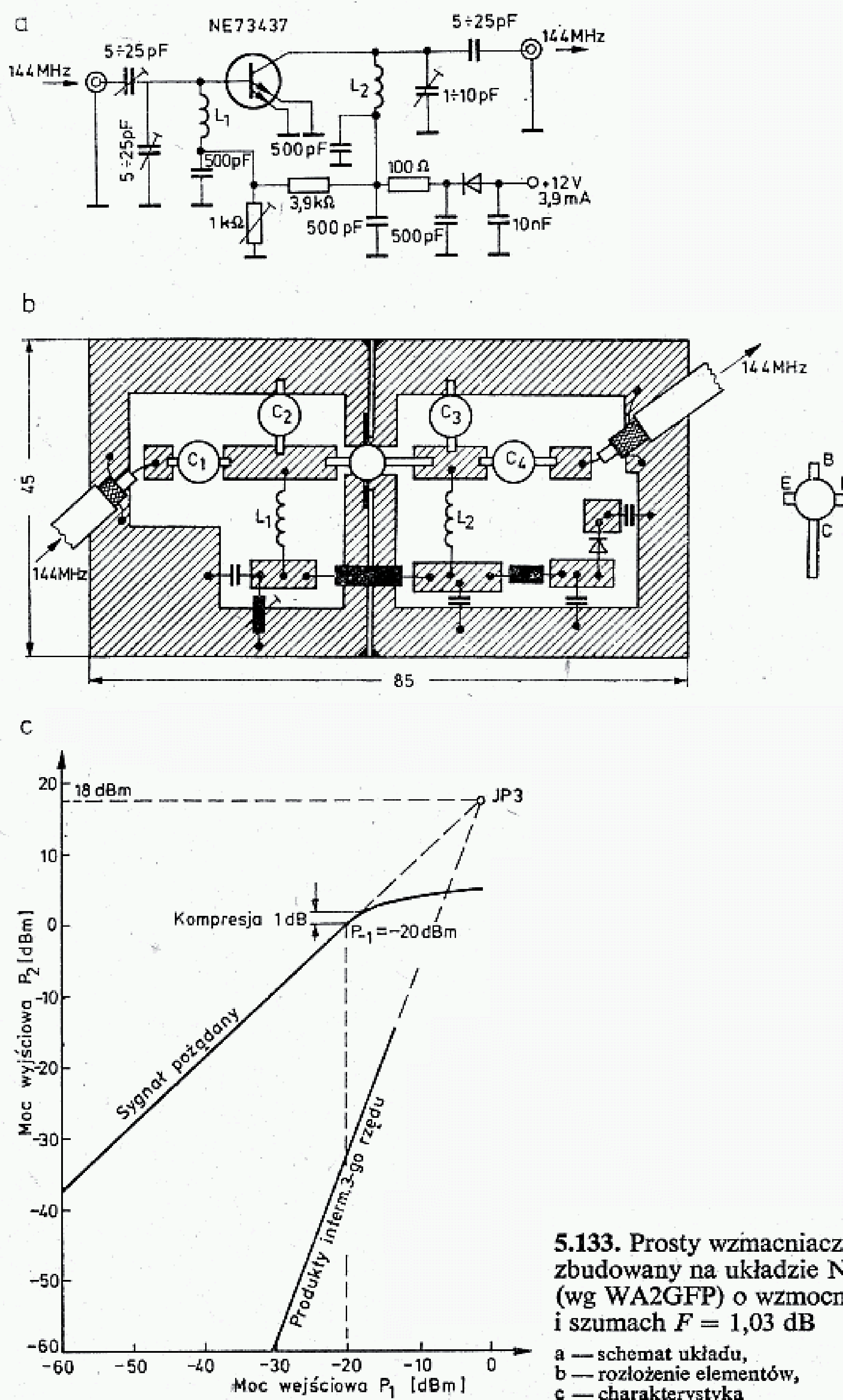
Układ wzmacniacza pokazany jest na rys. 5.132 d i e. Na wejściu zastosowano ćwierćfalową linię paskową z taśmy Cu 15×53 z zaokrąglonymi rogami dla zmniejszenia nieciągłości. Linia ta znajduje się w odległości 5 mm nad masą-dnem pudełka z blachy mosiężnej lub laminatu. Wymiary pudełka są 108×57×38 i nie są krytyczne. Koniec linii mocowany jest do dobrego kondensatora przepustowego. Kondensatorami C_1 i C_2 dostraja się wejście po dołączeniu rezystora 50 Ω na minimum szumów uzyskując $F = 0,8$—1,0 dB i wzmocnienie 14÷16 dB. Przy zestrojeniu wejścia na 432 MHz uzyskuje się dobrą selektywność: tłumienie 10 dB dla 200 MHz, 26 dB dla 100 MHz i 40 dB dla 50 MHz. Droższym odpowiednikiem NE 64535 jest NE 64580 wykonany w specjalnej obudowie. Przedwzmacniacz można zasilać kablem dołączając zasilanie do żyły środkowej kabla za pośrednictwem dławika 0,4 μH.

Jeszcze prostszy wzmacniacz szerokopasmowy można wykonać przy zastosowaniu popularnego tranzystora BFY90 (rys. 5.132f i g). Wzmacniacz ten opracował G6JP (Radio communication 2/1981) dla zakresów 1÷200 MHz. Wzmocnienie dla 20 MHz wynosi 21 dB, dla 144 MHz 16 dB, zaś dla 200 MHz 14 dB. Szumy przedwzmacniacza są mniejsze niż u przeciętnego transiwera 144 MHz (PT 221) i podnoszą poziom sygnału o 6÷12 dB. Przedwzmacniacz ten w pobliżu silnej stacji TV może jednak spowodować przesterowanie wejścia odbiornika i silne zakłócenia intermodulacyjne. Należałoby w takiej sytuacji dodać obwody selektywne, ale w ten sposób otrzyma się kolejną wersję już opisanych układów, np. z rys. 5.130 i 5.131.

Bardzo dobry wzmacniacz na pasmo 144 MHz pokazano na rys. 5.133 wg WA2GFP (Ham Radio 11/1981 str. 50). Zastosowano w nim popularny i tani tranzystor NE 73437, który w układzie z rys. 5.133a daje wzmocnienie $K = 22$ dB przy współczynniku szumów $F = 1,03$ dB i transmitancji zwrotnej −40 dB. Duży margines wzmocnienia 22—40 dB = −18 dB wskazuje na bardzo dobrą stabilność układu. Układ zmontowany jest na laminacie dwustronnym z ekranem (rys. 5.133 b i c). Dostrojenie na minimum szumów przeprowadza się rezystorem nastawnym 1kΩ w obwodzie bazy oraz ustawiając odpowiednio kondensatory C_1, C_2 i C_3. Cewka L_1 i L_2 mają po 5 zwojów CuAg 0,8, $D_w = 5,5$ mm, $l = 9,5$ mm, kondensatory blokujące około 500 pF są typu płytkowego (*chip*).

Na rysunku 5.133c pokazano przebieg wzmocnienia i produktów intermodulacyjnych 3. rzędu oraz miejsce pojawiania się kompresji sygnału i położenia *IP3*. Szerokość pasma $B_1 = 1,4$ MHz, $B_3 = 2,7$ MHz. Po zmianie cewek i odpowiednim dobraniu pojemności układ można przestroić dla pasma 432 MHz. Koncepcję układową można wykorzystać do budowy przedwzmacniacza z zastosowaniem nowoczesnych tranzystorów bipolarnych lub polowych.

W pasmie 1296 MHz impedancje wejściowa i wyjściowa tranzystorów BFR34A i BFR91 znacznie różnią się od 50 Ω. Dla dobrego dopasowania i uzyskania maksymalnego wzmocnienia, względnie minimum szumów, potrzebny jest układ transformujący. Stosuje się najczęściej układ π lub transformator $\lambda/4$ o dobranej

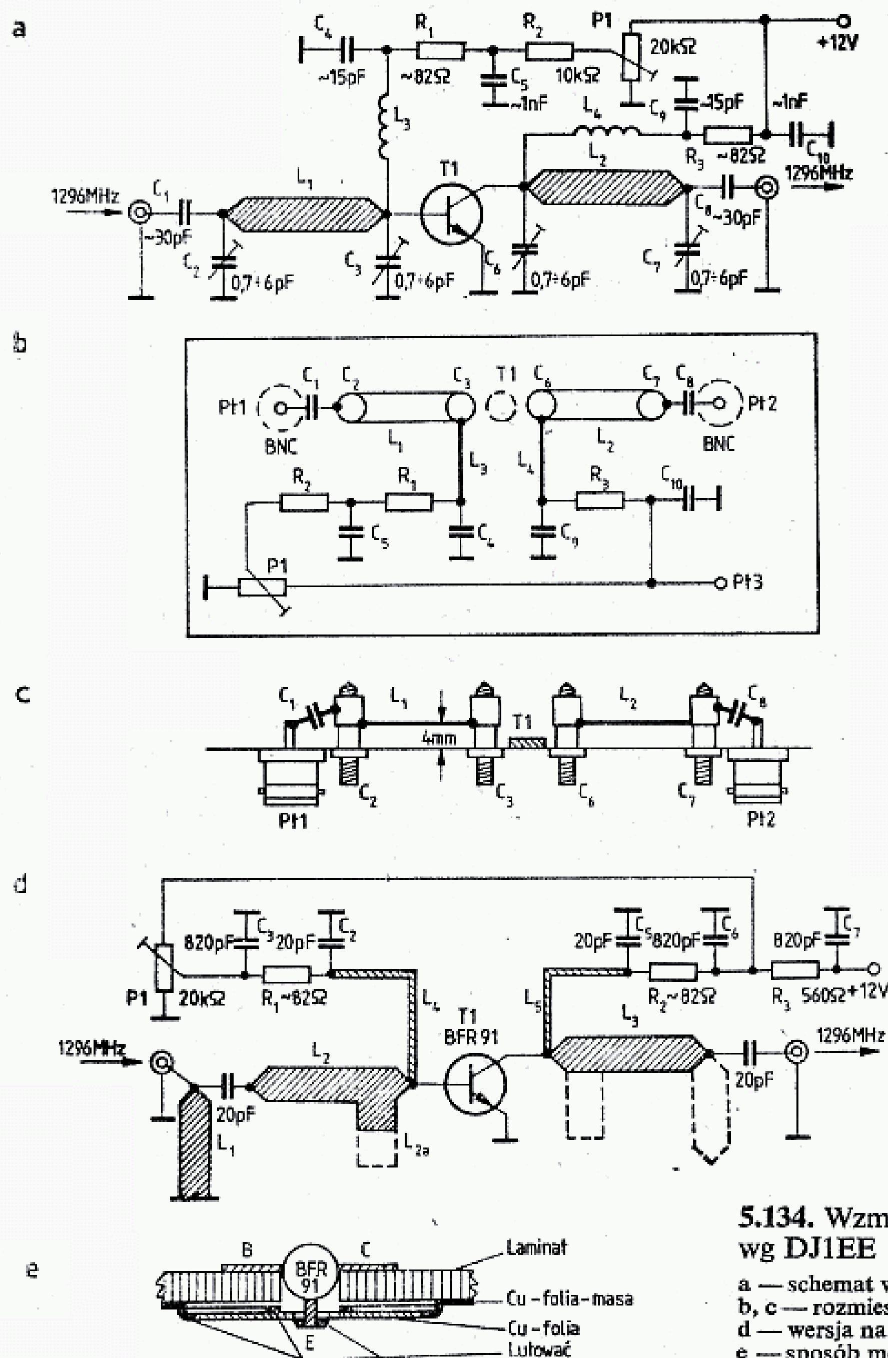


5.133. Prosty wzmacniacz 144 MHz zbudowany na układzie NE 73437 (wg WA2GFP) o wzmocnieniu $K = 22$ dB i szumach $F = 1{,}03$ dB

a — schemat układu,
b — rozłożenie elementów,
c — charakterystyka

impedancji falowej. Z rysunku 5.128c wynika, że dla częstotliwości 500 MHz tranzystor BFR 93 (BFR91 w innej obudowie) minimum szumów uzyskuje dla $Y =$ $= 17-\mathrm{j}10$ mS.

Na rysunku 5.134 pokazano wzmacniacz antenowy dla pasma 1296 MHz, opracowany przez DJ1EE (UKW Berichte 4/1971 str. 220—223). Zastosowano w nim alternatywnie tranzystory BFR 34A ($f_T = 3$ GHz, $K = 9$ dB i $F = 5{,}5$ dB przy 2 GHz) lub BFR90/91 ($f_T = 5$ GHz, $K = 13$ dB, $F = 3$ dB przy 800 MHz). Na tranzystorze BFR34A uzyskano $F = 3{,}15 = 5$ dB i $K = 10$ dB.



5.134. Wzmacniacz antenowy 1296 MHz, wg DJ1EE

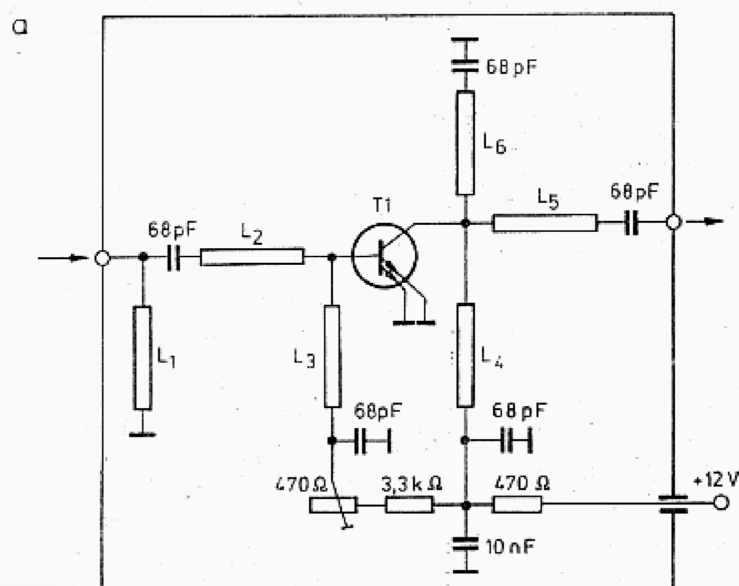
a — schemat wzmacniacza,
b, c — rozmieszczenie detali,
d — wersja na laminacie teflonowym,
e — sposób mocowania tranzystora

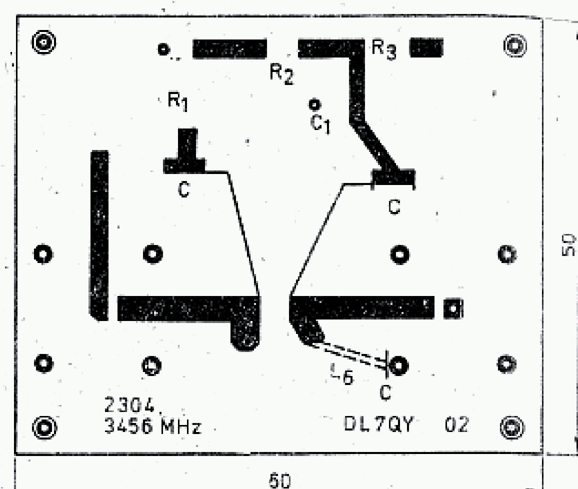
Układy dopasujące utworzone są przez elementy $C_2L_1C_3$ oraz $C_6L_2C_7$ w postaci filtrów π. Indukcyjności L_1 i L_2 utworzone są z taśmy CuAg0,8 ÷ 1,5 o wymiarach 7 × 27. Końce są ścięte dla lepszego dopasowania do kondensatorów.

Na rysunku 5.134b pokazano położenie elementów, zaś na rys. 5.134c widok z boku. Całość jest zbudowana na płytce mosiężnej, do której przymocowane są gniazda BNC i kondensatory dostrojcze. Emiter tranzystora jest przylutowany bezpośrednio do masy, zaś baza i kolektor do trymerów. Układ jest stabilny bez dodatkowego ekranowania, wystarczy zamknięcie go w obudowie metalowej.

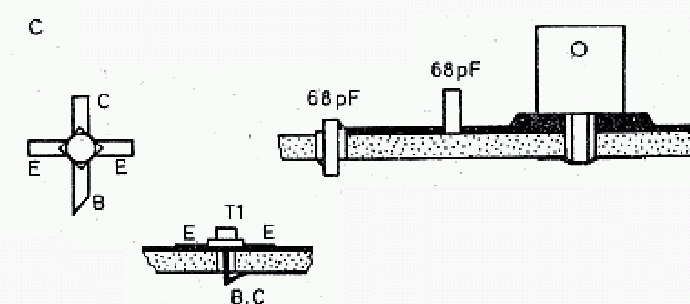
Na rysunku 5.134d pokazano tam sam wzmacniacz, lecz w wersji obwodu drukowanego z zastosowaniem laminatu teflonowego. Ponieważ parametry s_{11} i s_{22} obu tranzystorów różnią się, w przypadku tranzystora BFR 34A należy stosować obwody przedłużone (linia kreskowana). Obwód L_1 o długości $\lambda/4$ zwiera do masy wszystkie inne częstotliwości poza roboczą, co zwiększa odporność na silne

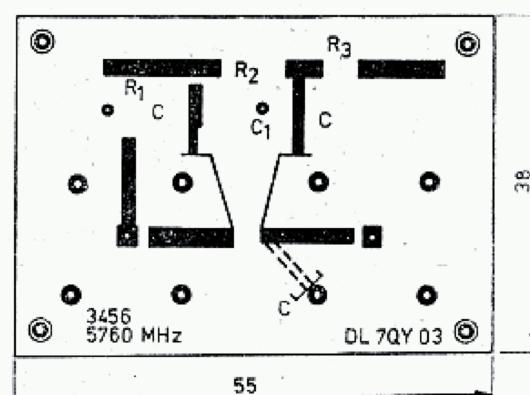
a


68 pF
L6
T1
L5
68pF
68pF
L2
L1
L3
L4
68pF
68 pF
470 Ω
3,3 kΩ
470 Ω
+12 V
10 nF

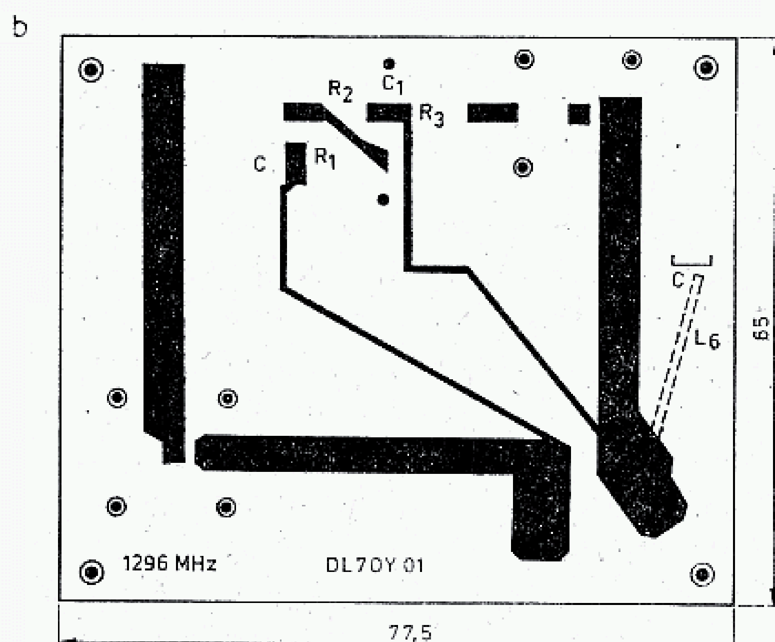

R3
R2
R1
C1
C
C
L6
C
2304
3456 MHz
DL 7QY 02
50
50

c


C
E
E
B
T1
E
E
B, C
68pF
68pF


R3
R2
R1
C
C1
C
C
3456
5760 MHz
DL 7QY 03
38
55

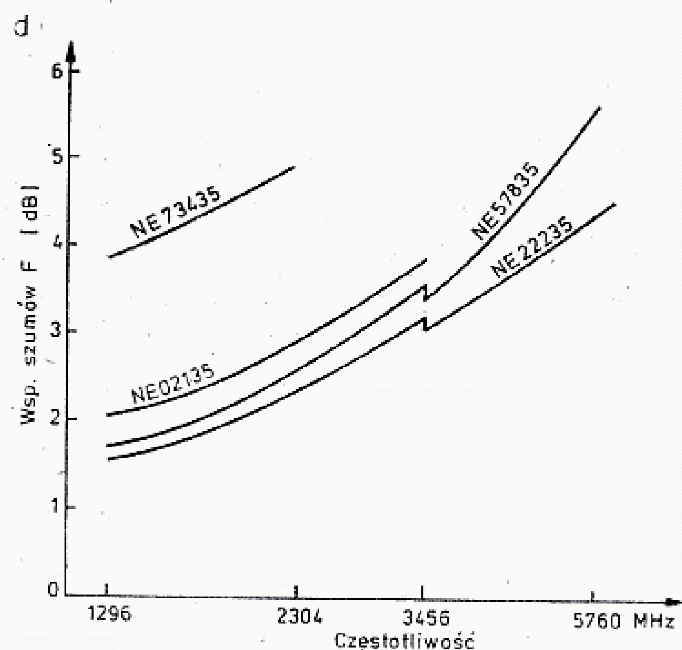
b

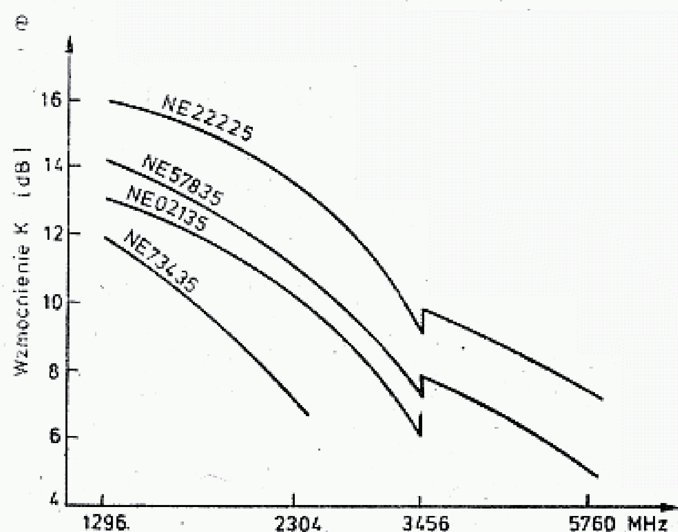

R2
C1
R3
C
R1
C
L6
1296 MHz
DL 7QY 01
65
77,5

obce sygnały i ogranicza poziom sygnału lustrzanego. L_4 i L_5 są dławikami ćwierćfalowymi o dużej impedancji falowej.

Nowoczesne tranzystory bipolarne mogą być stosowane także na wyższych zakresach MKF. Przykładem tego są przedwzmacniacze opublikowane przez DL7QY w DUBUS 1/1977. Schemat układu podany na rys. 5.135a jest jednakowy dla pasm 1296, 2304, 3456 i 5780 MHz. L_1 ma długość $\lambda/4$ i zwiera sygnały pozapasmowe, L_2 i L_5 są także liniami $\lambda/4$ dopasowującymi impedancje wejścia/wyjścia 50 Ω do impedancji tranzystora (s_{11} i s_{22}). Linie L_3 i L_4 są dławikami $\lambda/4$ o dużej impedancji falowej. Całość wykonana jest na płytce teflonowej z PTFE typu RT5880 o grubości 0,79 mm o stałej dielektrycznej $\varepsilon_r = 2{,}23$ i stratności $0{,}3 \cdot 10^{-3}$ dla częstotliwości 1 MHz i $0{,}8 \cdot 10^{-3}$ dla 10 GHz.

Złącza SMA mogą być w ostateczności zastąpione przez BNC, lecz wtedy wystąpią dodatkowe odbicia i straty. Obrazy płytek pokazane są na rys. 5.135b. Tranzystor mocowany jest wyprowadzeniami emiterowymi od strony masy, zaś końcówki bazy i kolektora przepuszczane są przez otwory i łączone z cewkami L_2 i L_5, zaś wszystkie kondensatory 68 pF typu płytkowego (chip) są wlutowywane jak na rys. 5.135c. Na rysunku tym pokazano także sposób włączenia gniazda BNC.





5.135. Wzmacniacze mikrofalowe, wg DL7QY

a — schemat ogólny,
b — płytki z liniami paskowymi dla pasm: 1296, 2304, 3456 i 5760 MHz
c — szczegóły konstrukcyjne,
d — charakterystyka szumowa,
e — charakterystyka wzmocnienia

Jest ono przylutowane do masy, zaś wyprowadzenie środkowe jest skrócone do 2 mm i przylutowane do ścieżki po drugiej stronie płytki.

Zastosowano tranzystory firmy NEC ustawiając ich prądy kolektorowe: NE 73435 — 4 mA, NE02135 — 6 mA, NE 57835 — 4 mA, NE 22235 4 mA. Uzyskiwane wzmocnienia i współczynniki szumów pokazano na rys. 5.135d i e. Podwójne wyniki przy 3456 MHz dotyczą różnych płytek.

Dopasowany i prawidłowo obciążony wzmacniacz nie powinien się wzbudzać. Gdyby jednak się wzbudzał, można zmniejszyć jego wzmocnienie przestrajając obwód wyjściowy dodając linię L_6 w postaci odcinka drutu CuAg 0,5 do 4 mm. Grubszy drut powoduje zmniejszanie wzmocnienia, największe wzmocnienie występuje, gdy linii L_6 się nie zakłada.

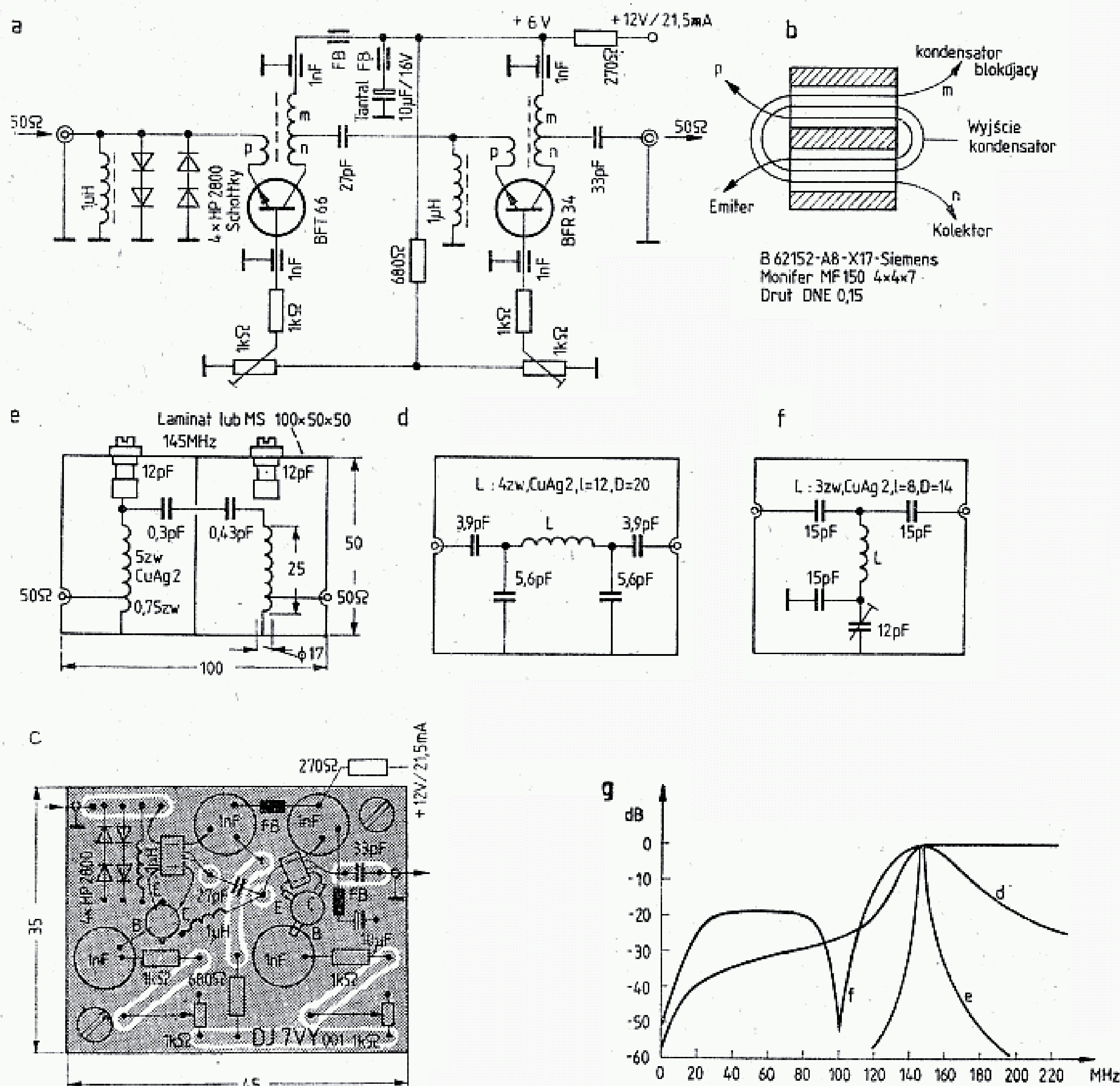
Podobną konstrukcję wzmacniacza z tranzystorami HP35826 i NEC VO21 dla pasma 1296 MHz opisał WA6UAM [93]. Zastosował on także linie transformujące i dławiki $\lambda/4$, a ponadto zamiast kondensatorów blokujących 68 pF zastosował ćwierćfalowe zwieracze w postaci linii paskowych. Podał on także sposoby obliczania linii transformujących na podstawie parametrów s_{11} i s_{22}. Aby umożliwić dostrojenie na minimum szumów dołączył on do bazy tranzystora na wyjściu L_5 trymery dostrojcze. Uzyskał jednak wyniki gorsze: $F = 2$ dB i $K = 10$. Łącząc dwa takie wzmacniacze kaskadowo uzyskał: $F = 2{,}3$ dB i $K = 20$ dB.

W odbiornikach o szczególnie dużej dynamice początkowo nie stosowano wzmacniaczy w.cz., a o jakości decydował mieszacz i pierwszy wzmacniacz p.cz. wraz z filtrem. Dobry mieszacz diodowy przy odfiltrowaniu sygnału lustrzanego i właściwym dopasowaniu uzyskuje $F = 10\ kT_0 \hat{=} 10$ dB i *IP3* = 30 dBm. Filtry kwarcowe powszechnie stosowane mają *IP3* = 25—35 dBm. Przy zastosowaniu wzmacniacza w.cz. o wzmocnieniu $K = 100 \hat{=} 20$ dB szumy mieszacza mają 100 razy mniejszy udział w szumach układu. Jednocześnie *IP3* mieszacza uzyskuje się przy podaniu na wejściu sygnału o 20 dB mniejszego, czyli 10 dBm. Zakłócenia intermodulacyjne wzmacniacza w.cz. nie powinny być gorsze od tej wartości. Dla fetów uzysuje się na wejściu *IP3* = -5 do $+2$ dBm, dla fetów dwubramkowych *IP3* = 4 dBm przy szumach $F = 1{,}8 \hat{=} 2{,}5$ dB. Specjalne fety z kanałem wzbogacanym np. SD201 uzyskują *IP3* = 6,5 dBm przy $F = 1{,}6$.

Na tym tle uwidaczniają się zalety wzmacniacza zbudowanego na tranzystorach bipolarnych w układzie ze sprzężeniem zwrotnym (wg DJ7VY [95]), pokanego na rys. 5.136. Ma on następujące parametry:

Wzmocnienie: $K_{144} = 18{,}5$ dB $K_{432} = 19{,}5$ dB
Współczynnik szumów: $F_{144} = 1{,}35 \hat{=} 1{,}3$ dB, $F_{432} = 1{,}6 \hat{=} 2{,}0$ dB
Wejściowe *IP3*: 14 dBm (na wyjściu 14+19 = 33 dBm)
Kompresja: $P_{-1} = 18$ dBm $\hat{=}$ 63 mW mocy wyjściowej (p. rys. 5.133c)
Transmitancja zwrotna: $A_r = 22$ dB
Pasmo przepuszczania: $B = 70 \div 570$ MHz
$WFS_{144} = 1{,}4$; $WFS_{432} = 2{,}8$
Dynamika: $D = 102$ dB, Zasilanie: 12 V/21,5 mA.

W układzie zastosowano szerokopasmowe sprzężenie zwrotne, podobnie jak w oscylatorze Meissnera, lecz bez odwracania fazy, a więc ze sprzężeniem zwrot-



5.136. Wzmacniacz szerokopasmowy o dużej dynamice, wg DJ7VY

a — schemat wzmacniacza o zakresie 70—570 MHz, b — transformator szerokopasmowy, liczby zwojów podano w tekście, c — układ płytki, d — filtr dolnoprzepustowy, e — filtr helikalny, f — filtr górnoprzepustowy z pułapką, g — charakterystyki filtrów

nym ujemnym. Nie powoduje to pogorszenia właściwości szumowych układu, zaś liniowość jest tym większa, im silniejsze zastosowano sprzężenie zwrotne. Oznaczając przez m, n i p liczby zwojów transformatora (rys. 5.136b) otrzymuje się wzmocnienie mocy K_p:

$$K_p = m^2 \quad \text{jeśli } n = m^2 - m - 1 \tag{5.55a, b}$$

oraz gdy $Z_1 = Z_2$, gdzie Z_1 i Z_2 są impedancjami źródła i obciążenia przyjmowane zazwyczaj jako równe 50 Ω.

Rezystancja obciążenia tranzystora R_2 wynosi:

$$R_2 = (n+m)Z_2 \quad \text{gdy } p = 1 \tag{5.55c}$$

Przy $m = 2,3$ lub 4 uzyskuje się wzmocnienie odpowiednio $K_p = 4$, 9, 16 czyli 6, 9,5 i 12 dB, zaś impedancje obciążenia 3×, 8× i 15× Z_2. Drogą łączenia kilku stopni w kaskadę można uzyskać większe wzmocnienie i odpowiadającą temu wartość *IP3*. Impedancje: wejściowa i wyjściowa są małe (zazwyczaj 50 Ω), co

ułatwia łączenie stopni w kaskadę. Stanowi to zaletę w stosunku do wzmacniaczy pracujących na fetach, które mają dużą impedancję wejściową. Jako transformatory szerokopasmowe stosowane są rdzenie dwuotworowe typu B 62152-A8-X17 z materiału U17 (Siemens) lub MF 150 $4 \times 4 \times 8$ (produkcji NRD). Polfer nie produkuje tak małych rdzeni dwuotworowych. W ostateczności można zastosować rdzenie dwuotworowe antenowe z U11 lub U31 (tabl. 3.4.5).

Transformatory nawijane są drutem DNE 0,15, najpierw uzwojenie wejściowe p, potem uzwojenie m, a w końcu — na największej średnicy uzwojenie n. Transformator przenosi w zakresie $1 \div 700$ MHz, jest więc wybitnie szerokopasmowy. Wiadomości teoretyczne na temat transformatorów podano w p. 3.10. Warunkiem uzyskania górnego zakresu częstotliwości jest stosowanie połączeń do i od transformatora nie dłuższych od 3 mm (rys. 5.136c), zaś wspólny punkt uzwojeń m i n musi być wykonany tuż przy rdzeniu. Całość zmontowana jest na płytce laminowanej. Przy uruchamianiu ustawia się prądy kolektorowe (dla $T1$ = 6 V/5 mA, dla $T2$: 6 V/13 mA). Przy ustawianiu prądów występuje wzajemne oddziaływanie prądów, gdyż płyną one przez wspólną rezystancję 270 Ω.

Aby pozbyć się niepożądanych sygnałów, a przede wszystkim częstotliwości lustrzanej stosuje się mało stratne filtry. Najbardziej skuteczny jest filtr środkowo przepustowy helikalny (rys. 5.136c), którego zasadę działania opisano w rozdziale 3.5.4 i 3.7.5. Jest on zbudowany w pudełku z przegrodą i ma sprzężenie pojemnościowe. Tłumienie przenoszenia $A_{145} = 1{,}34$ dB, jest więc dość znaczne, natomiast selektywność dla 127 MHz wynosi $A_{127} = 50$ dB, zaś $A_{100} = 75$ dB. Szerokość pasma $B_1 = 2$ MHz, $B_3 = 2{,}7$ MHz.

Charakterystykę przenoszenia filtru pokazano na rys. 5.136a. Mniejsze tłumienie ma filtr dolnoprzepustowy z rys. 5.136d, gdyż wynosi ono $A_{145} = 0{,}25$ dB, zaś selektywność $A_{127} = 14$ dB i $A_{100} = 24$ dB dla $B_1 = 4$ MHz i $B_3 = 8$ MHz. Jeszcze mniejsze tłumienie ma filtr górnoprzepustowy z pułapką z rys. 5.136f, dla którego $A_{145} = 0{,}06$ dB. Trymerem nastawia się położenie pułapki uzyskując $A_{100} = -57$ dB oraz szerokość pułapki 99—101 MHz dla -40 dB i 97—103 MHz dla -30 dB. Filtry zamknięte są w pudełkach z blachy mosiężnej lub laminatu o wymiarach $60 \times 50 \times 100$.

Opisany wzmacniacz, ze względu na dużą dynamikę, może być stosowany także jako wzmacniacz w torze heterodyny, dając na wyjściu 17 dBm $\widehat{=}$ 50 mW.

W przypadku instalowania wzmacniacza przy antenie i zasilaniu przez kabel pomija się na wyjściu kondensator 33 pF, zmniejsza pojemność międzystopniową z 27 pF na 18 pF oraz zacisk +12 V łączy dławikiem 2,7 μH z żyłą środkową kabla. Kondensator sprzęgający na dole kabla musi mieć wartość około 1 nF. Dla ochrony przed przepięciami wejście zabezpiecza się diodami Schottkyego, lecz mogą być one źródłem dodatkowych szumów, a nawet modulacji skrośnej w przypadku dostawania się do wejścia bardzo silnych sygnałów pobliskiej stacji TV.

Na rysunku 5.137 pokazano konwerter 144/28 MHz (wg DJ7VY opisany w [96]). Układ ten został wykorzystany następnie w transiwerach Y41ZL [10] i Y25 TL [11]. Na wejściu znajduje się filtr dolnoprzepustowy wnoszący tłumienie 0,45 dB oraz wzmacniacz dwustopniowy pracujący na tranzystorach BFT 66 i BFR 34A

ze wzmocnieniem $K_p = 21$ dB i $F = 1{,}3$ dB, opisany w poprzednim punkcie. Po wzmacniaczu dołączono filtr helikalny ze sprzężeniem mieszanym, indukcyjno-pojemnościowym o tłumieniu $-2{,}3$ dB. Lepiej byłoby zastosować filtr z rys. 5.136e o tłumieniu tylko 1,34 dB, a na wejściu filtr z rys. 5.136d o tłumieniu 0,25 dB. Po filtrze występuje mieszacz SRA1H z $A_p = -5{,}5$ dB, $F = 6$ dB, $IP3 = 26$ dBm przy $P_h = 17$ dBm $\widehat{=}$ 50 mW. Jeśli zastosowany zostanie tańszy mieszacz SRA1 lub IE500, to moc heterodyny obniża się za pomocą tłumika R_1, R_2 i R_3 do poziomu $P_h = 13$ dBm $\widehat{=}$ 20 mW, zaś *IP3* wyniesie około 20 dBm. Jeśli natomiast zastosować mieszacz mocy RAY-3, to sterując go heterodyną o mocy $P_h = 23$ dB $\widehat{=}$ 1 200 mW uzyskuje się $IP3 = 29$ dBm. Odpowiada temu na wejściu $IP3 = 10$ dBm i niezmieniony poziom szumów.

Po mieszaczu występuje dipleksер *F3* obciążający mieszacz w szerokim zakresie częstotliwości rezystancją 50 Ω. Warunkiem tego jest jednak dopasowanie impedancji wejścia P 8000 dla 28 MHz do 50 Ω oraz takie wykonanie obwodu C_1L_4, aby dla częstotliwości sumy, tj. 145+116 = 261 MHz stanowił on zwarcie. Wymaga to bardzo małej indukcyjności szeregowej, a więc ograniczenia do minimum wyprowadzeń rezystorów 100 Ω oraz stosowania jako C_1 kondensatora płytkowego bezwyprowadzeniowego (*chip*). Doprowadzenia do cewki nie grają tu roli. Przy dobry mwykonaniu dipleksera uzyskuje się tłumienie odbicia $A_{r\,144} > 60$ dB oraz $A_{r\,261} > 30$ dB. C_1 przyjmuje wartości około 470 pF, $L_5 = 1{,}2$ µH, a wartość C_2 oblicza się w sposób podany w rozdziale 5.4.3, uzyskując dla $f_p = 28$ MHz;, $C_2 = 188$ pF, a dla $f_p = 9$ MHz: $C_2 = 266$ pF.

Po liniowym wzmacniaczu (*T5*-P8000) włączony jest wzmacniacz separujący (*T6*, także P 8000), na którego wyjściu znajduje się klucz diodowy $D5 \div D8$ wyciszacza trzasków. Z chwilą nadejścia trzasku, odprowadzanego bocznikowo przez układ z tranzystorem *T4* do układu wzmacniaczy i ograniczników nie pokazanych na schemacie, pojawia się na bazie tranzystora *T7* napięcie wyzwalające, przerywające na krótką chwilę przepływ prądu przez diody $D5 \div D8$ i tym samym przejście przez nie sygnału z tranzystora *T6* do filtrów kwarcowych. Wzmacniacze (*T5* i *T6*) mają wzmocnienie $K = 8{,}4$ dB, $F = 3{,}6$ dB, $R_{we} = 50$ Ω, wejściowy $IP3 = 26$ dBm, $R_{wy} = 50$ Ω. Tranzystory te wymagają dodatkowego chłodzenia.

Układ szczególnie małoszumnej heterodyny opisano w poprzednich rozdziałach (np. na rys. 5.29). Na uwagę zasługuje tu diodowe podwajanie częstotliwości oscylatora oraz zastosowanie wzmacniacza heterodyny na 2× BFR34, także w układzie ze sprzężeniem emiterowym, podobnym jak we wzmacniaczu wejściowym.

Na rysunku 5.137b pokazano układ blokowy konwertera z bilansem wzmocnień i współczynników szumów. W górnej części podano wartości indywidualne wzmocnienia i szumów, poniżej przyrostu szumów ΔF, dalej wartość szumów ΣF, a na dole wartość wzmocnienia po kolejnych członach. Na końcu konwertera otrzymuje się szumy $\Sigma F = 1.656 \widehat{=} 2{,}2$ dB, które po dołączeniu wzmacniacza p.cz. z filtrem o $F = 10$ dB wzrosną do $F = 2{,}42$ dB, zaś wzmocnienie końcowe wynosi 20 dB. Jeśli zastosować $f_p = 9$ MHz i wzmacniacz z $F_p = 6$ dB oraz filtry, to otrzyma się wypadkowe szumy całego odbiornika $F = 4 \widehat{=} 6$ dB. Na rysunku 5.137c pokazano

a

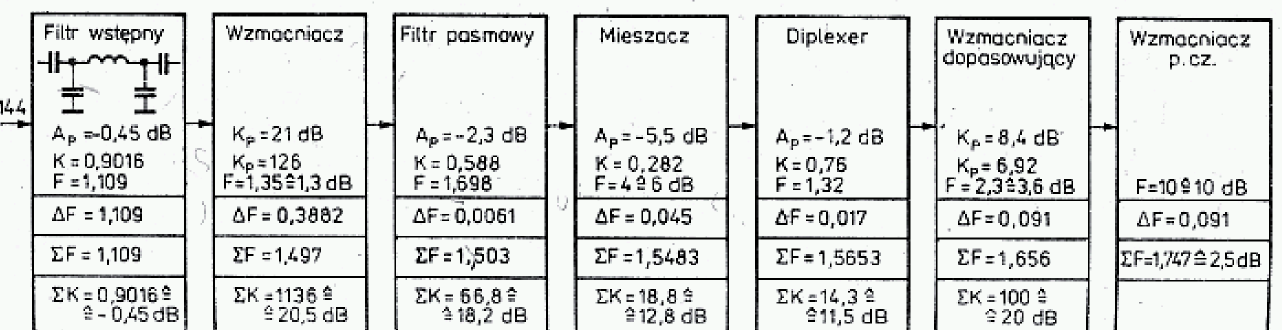
Uwaga!

Wartości podane w nawiasach - dla 12V

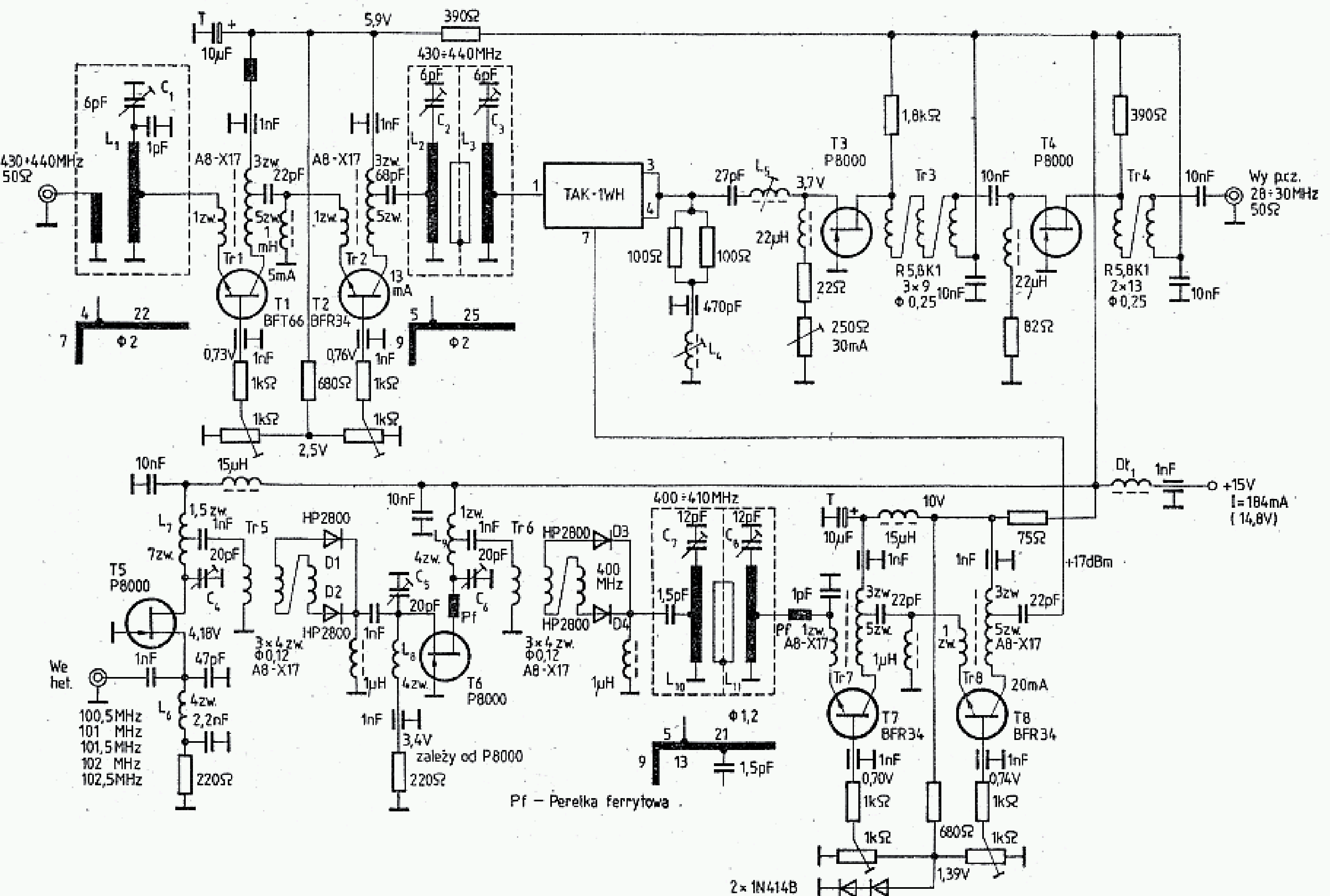
Tranzystory T5,T6 - z radiatorem

 - perełka ferrytowa

b



c



5.137. Konwertery ze wzmacniaczami ze sprzężeniem zwrotnym

a — schemat konwertera 144/28 (9), wg DJ7VY, b — układ blokowy z podanymi wzmocnieniami i szumami na poszczególnych stopniach, c — schemat konwertera 432/28, wg DJ3VY

podobny układ konwertera 432/28 wg DJ3VY [97], w którym uzyskano $F = 1,8$ dB i $IP3 = +2,5$ dBm na wejściu antenowym (przy zastosowaniu SRA1). Odpowiada temu czułość 0,1 μV dla $S/S+N = 10$ dB oraz 0,22 μV dla $S/S+N = 20$ dB.

5.5.4 Wzmacniacze z tranzystorami polowymi

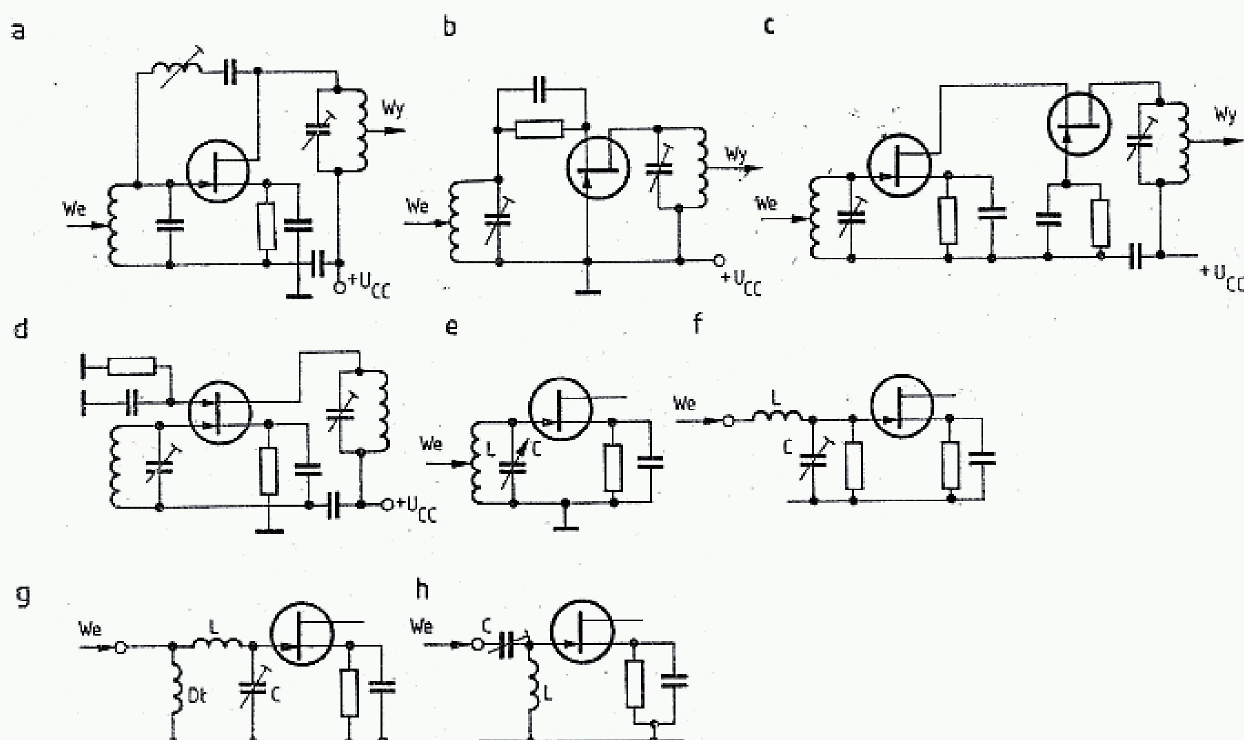
Wzmacniacze z tranzystorami polowymi, popularnie nazywanymi fetami cechuje prostota układu i mniejsze wymagania w zakresie dopasowania. W szczególności współczesne fety dwubramkowe skutecznie konkurują z najlepszymi tranzystorami bipolarnymi, pozwalając na uzyskanie dużego wzmocnienia w jednym stopniu przy małych szumach i dużej odporności na silne sygnały.

Wzmacniacze zbudowane na fetach mogą być realizowane w trzech konfiguracjach pokazanych na rys. 5.138a, b i c. Układ ze wspólnym źródłem dla stabilnej pracy przeważnie wymaga neutralizacji i dlatego jest rzadko spotykany. Ma on dość znaczne wzmocnienie i stosunkowo małe szumy. Układ ze wspólną bramką jest stabilny, lecz ma mniejsze wzmocnienie, a szumy nieco większe niż układ poprzedni. Najkorzystniejszy układ otrzyma się łącząc kaskadowo dwa poprzednie układy, jak na rys. 5.138e [98]. Układ ten cechuje duże wzmocnienie mocy, małe szumy i stabilność. Wykonując oba fety na jednym podłożu otrzymuje się fet dwubramkowy (rys. 5.138d) będący połączeniem dwóch fetów w układzie kaskadowym. Fety dwubramkowe są zalecane jako pierwszy wzmacniacz p.cz. dla zwiększenia czułości odbiorników 28 MHz współpracujący z konwerterami, a także przy odbiorze sygnałów z satelitów (ang.: *downlink*). W pasmie 28 MHz uzyskuje się szumy na poziomie $F = 1,5$ do 2,0 dB przy optymalnej impedancji źródła 2 do 4 kΩ. Wskazuje to na możliwość dołączenia bramki do górnego końca obwodu rezonansowego. Analiza szumowa wykazała jednak, że układ z odczepem dla niskoomowego wejścia antenowego (rys. 5.138e) ma dość znaczne straty, co pogarsza stosunek S/N.

Lepszy jest układ z rys. 5.138f z rezonansem szeregowym, lecz rezystor polaryzujący tłumi ten obwód, dlatego najlepszy okazuje się układ z rys. 5.138g lub h. Układy te, w których L i C połączone są szeregowo, mają małą impedancję wejściową, a w miejscu dołączenia bramki występuje duża impedancja i przepięcie rezonansowe. Ułatwia to dopasowanie małej impedancji wejścia do dużej impedancji bramki oraz daje transformację napięcia.

Układ z rys. 5.138g, wymaga dławika, lecz kondensator zmienny jest jednostronnie dołączony do masy, co ułatwia strojenie, a jego pojemność dodaje się do pojemności wejściowej feta i układu. Układ z rys. 5.138h nie ma dławika, lecz kondensator zmienny nie jest połączony z masą i pojemność złącza może tworzyć z cewką niekorzystne rezonanse.

MOS FETy dwubramkowe umożliwiają stabilną pracę do ponad 500 MHz, dają wzmocnienie 20 do 25 dB, przy szumach na poziomie $F = 1,0$ dB dla 28 MHz. Pracują one najlepiej przy prądzie $3 \div 10$ mA a jego wartość zależy od napięcia przyłożonego do drugiej bramki i od wartości rezystora w źródle (S). MOSFETy 2 bramkowe uzyskują najmniejsze szumy przy +4 V na 2-giej bramce. Układy



5.138. Układy wzmacniaczy pracujących na FET-ach

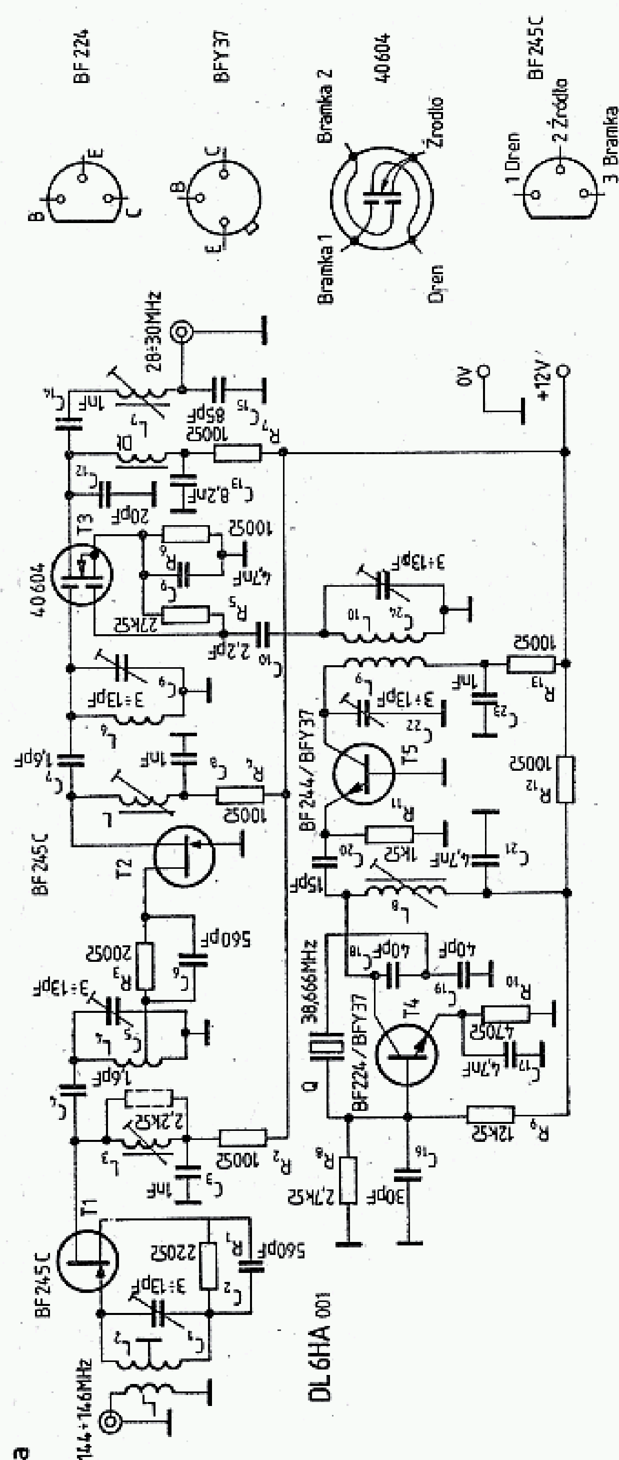
a — ze wspólnym źródłem, wymaga neutralizacji, b — ze wspólną bramką, ma mniejsze wzmocnienie i większe szumy, c — kaskadowy — łączy zalety obu poprzednich (małe szumy, duże wzmocnienie), d — układ z rys. 5.138c pracujący na jednym podkładzie (FET dwubramkowy), e — wejście z odczepem obwodu równoległego LC, f — wejście z szeregowym obwodem LC i rezystorem. g — wejście jak w układzie f, lecz z dławikiem, h — wejście równoważne z pokazanym na rys. g

wzmacniaczy z tranzystorem polowym były opisane już w poprzednich rozdziałach przy opisywaniu generatorów i mieszaczy (rys. 5.4÷5.15).

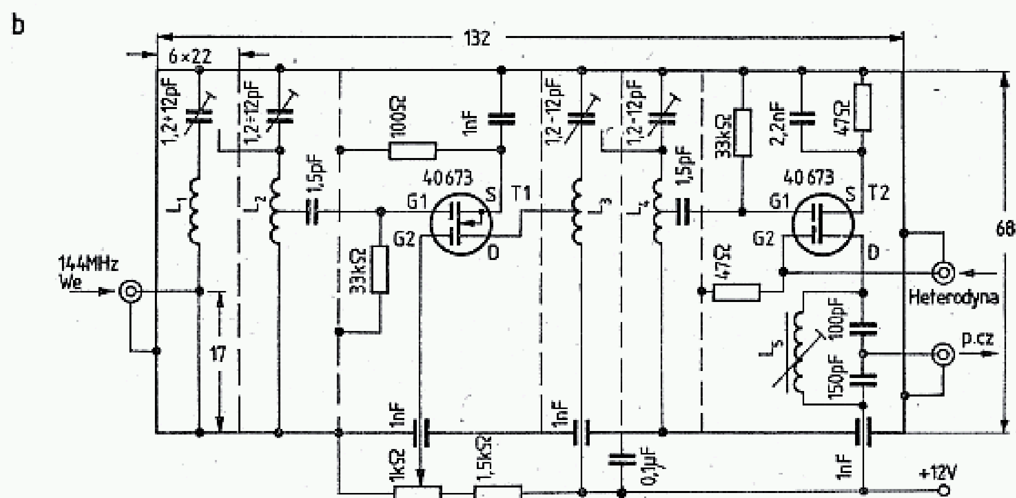
Na rysunku 5.139 pokazano typowy konwerter 144/9 MHz (wg DL6HA — UKW Berichte 3/1972). Jest to jedna z kolejnach wersji konwerterów bardzo popularnych wśród bardziej zaawansowanych radioamatorów. Układ jest prosty i w zasadzie nie wymaga wyjaśnień poza cewkami. Dane cewek: $L_1 \div L_6$ Cu Ag1, $D_w = 5$, L_1: 2 zw, $L_2 - L_6$: 6 zw, odczepy w połowie, L_7, L_8: 17 zw DNE 0,3 $D_w =$ $= 4{,}3$ z rdzeniem ferrytowym, L_9 i L_{10} jak L_2 lecz 7 zw. Rezystor 2,2 kΩ dla L_3 służy do rozszerzenia pasma.

Na rysunku 5.139b pokazano układ konwertera o szczególnie dużej selektywności uzyskanej w wyniku zastosowania na wejściu obwodów helikalnych (opisany przez DL1LS w UKW Berichte 2/1973). Dla sygnału heterodyny 1,5 V na mieszaczu wzmocnienie wynosi $K = 22$ dB przy $B_3 = 0{,}5$ mHz i po innym zestrojeniu $B_3 = 2$ MHz, lecz $K = 17$ dB. Tłumienie odbicia $A_r < -20$ dB, tłumienie sygnału lustrzanego 105 dB ($f_p = 10{,}7$ MHz), czułość dla $S/N = 20$ dB wynosi $U_{we} = 0{,}25$ µV.

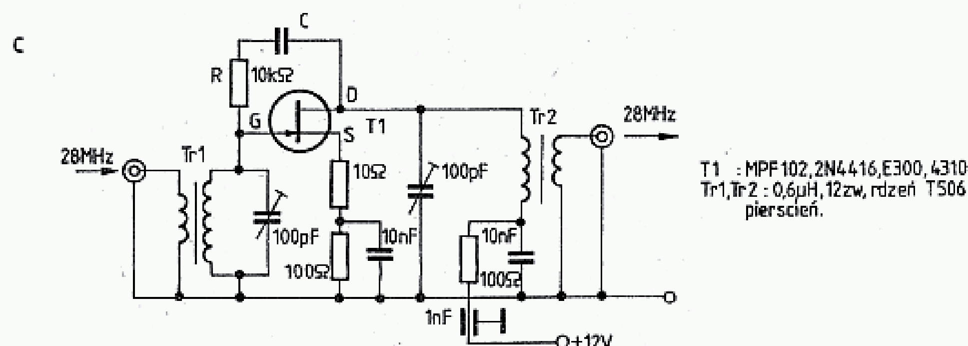
Szerokość pasma zależy od zestrojenia filtru wejściowego i wielkości sprzężenia pojemnościowego uzyskiwanego przy pomocy drutu Ø 1,5 mm długości 30 mm przenikającego z jednej komory do drugiej i zbliżonego do gorącego końca cewki. Pozwala to na zmianę szerokości pasma w zakresie 0,5÷2 MHz. Bramka 1 feta, jest bardzo słabo sprzężona z obwodem helikalnym. Komory mają przekrój 20×20 zaś cewki $L_1 \div L_4$: 8 zw CuAg1,5 $D_z = 14$, $l = 20$ i prosty odcinek 34 mm, odczep w L_2 na 4-tym zwoju, na L_3 i L_4 na 5-tym zwoju od strony trymera. Cewka L_5: 20 zw DNE0,4 na $D_w = 5$ mm z rdzeniem KF. Potencjometr 1 kΩ umożliwia usta-


a
14,4÷14,6MHz
BF245C
T1
DL 6HA 001
T2
BF245C
40604
T3
28÷30MHz
T4
BF224/BFY37
Q
38,666MHz
T5
BF244/BFY37
0V
+12V
BF 224
BFY37
40604
BF245C
Bramka 1
Bramka 2
Źródło
Dren
1 Dren
2 Źródło
3 Bramka

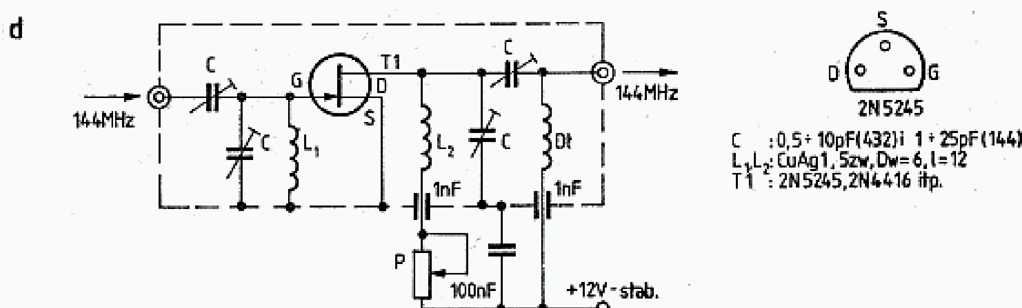
b



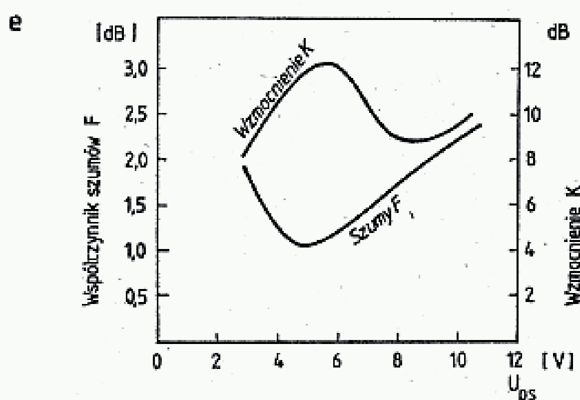
c



d



e



5.139. Konwertery z fetami i przedwzmacniacze
a — konwerter 144/9 MHz, wg DL6HA,
b — konwerter 144 MHz o zwiększonej selektywności wg DL1LS,
c — przedwzmacniacz pracujący na MPF 102 dla 28 MHz,
d — przedwzmacniacz, wg YU1PKW,
e — zależność wzmocnienia i szumów od napięcia U_{DS} przy częstotliwości 144 MHz

wienie wzmocnienia przez zmianę napięcia w zakresie 0÷5 V. Całość wykonana jest z blachy mosiężnej o grubości 1 mm, zaś pokrywa jest szczelnie dociskana do obudowy.

W przypadku potrzeby umiarkowanego wzmocnienia sygnałów w pasmie 28 MHz przy niskim poziomie szumów stosuje się proste układy jednotranzystorowe. Układ taki pokazano na rys. 5.139c (CQ DL (2/1980). W układzie tym można zastosować tranzystory MPF 102, HEP 802, 2N4416, E300, U310. Zgodnie z po-

przednio podanymi uwagami w układzie tym zastosowano wzajemne sprzężenia zwrotne, jedno przez $R_1 C_2$, drugie na rezystorze źródłowym 10 Ω. Konwencjonalny układ wejściowy nie stanowi optymalnego rozwiązania, lecz w pasmie 28 MHz sprawa ta jest mniej krytyczna niż w pasmach UKF.

Nowoczesne fety UKF-owe w układzie wspólnej bramki pozwalają przy dobrym ekranowaniu na wykonanie dobrego przedwzmacniacza dla pasm 144 MHz lub 432 MHz. Układ taki opisał YU1PKW w DUBUS 1/80 (rys. 5.139d). Podobny układ opisał I1TEX w Radio Rivista 11/1980. Optymalne napięcie U_{DS} ustawia się potencjometrem P. Zależy ono od zastosowanego FET-a i wynosiło dla tranzystora 2N5245 około 4,4 V/I_d = 7,5 mA dla 144 MHz (rys. 5.139e). Uzyskiwano współczynnik szumów F = 1,2 dB przy wzmocnieniu 12 dB. Podobne wyniki dawały fety 2N4416 i BF256B, trochę gorsze fety BF244 i BF245.

Równie dobre wyniki uzyskiwano w pasmie 432 MHz przy U_{DS} = 7,5 V i I_D = 9,5 mA: F = 2,6 dB i K = 10 dB. Cewki dla tego pasma mają po 1 zwoju. Dławik nawijano drutem DNE 0,2 na D_w = 3 mm zwój przy zwoju na długości 25 mm przy 144 MHz i 8 mm przy 432 MHz. W przypadku zasilania oddzielną żyłą kabla dławik staje się zbyteczny. Przeprowadzono próby ochładzania przedwzmacniacza do 200 K przy pomocy suchego lodu i uzyskano, zgodnie z oczekiwaniem, niższe szumy, ale konieczne było zmieniać punkt pracy: dla 144 MHz, U_{DS} = = 7,2 V I_D = 9,3 mA, F = 0,8 dB oraz dla 432 MHz: U_{DS} = 11,5 V, I_D = 11 mA, F = 1,7 dB. Ochłodzenie tylko feta dawało szumy większe o 0,1—0,2 dB. YU1PKW stosował tani przedwzmacniacz w pierwszych łącznościach EME wprost przy antenie.

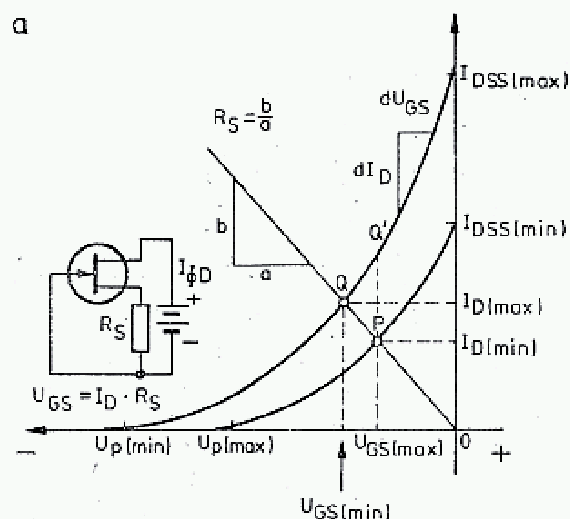
5.5.5 Wzmacniacze z tranzystorami GaAs FET

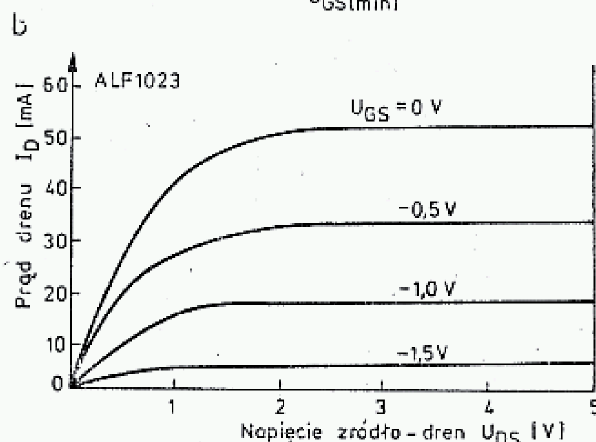
W zakresie MKF obecnie dominujące znaczenie mają urządzenia budowane na elementach aktywnych zbudowanych z arsenku galu, który jest półprzewodnikiem mającym 5 do 7-krotnie większą ruchliwość elektronów niż krzem. Pozwala to na budowę diod i tranzystorów pracujących do częstotliwości 30 GHz. Wśród nowych diod są to diody z efektem GUNNA oraz diody IMPATT. Tranzystory GaAs wykonywane są jako polowe z bramką Schottky'ego i noszą pełną nazwę GaAs MESFET [43].

W bramce tej złącze metal-półprzewodnik w kierunku zaporowym ma bardzo dużą rezystancję i małą pojemność, zaś w kierunku przewodzenia zachowuje się jak styk metaliczny o małej rezystancji. Ponieważ długość bramki wynosi 0,5 ÷ ÷ 1,0 μm, nie jest ona zdolna przenosić większych prądów. Rozróżnia się GaAsFET-y małosygnałowe i wielkosygnałowe. Te ostatnie otrzymuje się z równoległego połączenia kilku fetów w jednej obudowie wraz z układami wewnętrznego wyrównania prądów. GaAsFET-y mocy serii NE 868 i NE 869 dopuszczają prądy bramek 1,3 ÷ 15 mA, zaś GaAs-FETy małej mocy w zasadzie nie dopuszczają pojawienia się prądu bramki. Właściwości i sposoby wkorzystania GaAsFET-ów opisano obszernie w [99], a także w Microwaves z 1982 r. i BEAM 4—5/1983.

GaAsFETy mają napięcie robocze U_{DS} około 3 V, a napięcie przebicia do 10 V. Na rysunku 5,140 pokazano charakterystykę bramkową i drenową typowego

GaAsFETa. Wyróżnia się na niej prąd I_{DSS} płynący przez tranzystor, gdy bramka jest niespolaryzowana ($U_{GS} = 0$ V). Uzyskuje on często tak duże wartości, że powoduje termiczne zniszczenie kanału przewodzącego. Jeszcze bardziej niebezpieczna





5.140. Typowe charakterystyki GaAsFET: U_p — napięcie odcięcia, I_{DSS} — prąd zerowy

jest niewielka nawet dodatnia polaryzacja bramki ($U_{GS} > 0$ V), gdyż powoduje to nieodwołalne zniszczenie bardzo delikatnego złącza Schottky'ego. Dlatego też tranzystory te muszą zawsze pracować przy ujemnej polaryzacji bramki.

Przy pewnej ujemnej wartości napięcia bramki $U_{GS} = U_p$, nazywanym napięciem odcięcia (ang.: *pinch-off*), prąd drenu spada do zera $I_D = 0$. Między tymi punktami znajduje się obszar pracy tranzystora. Zależność prądu drenu I_D od napięcia U_{GS} jest opisana równaniem kwadratowym:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p}\right)^2 \tag{5.56}$$

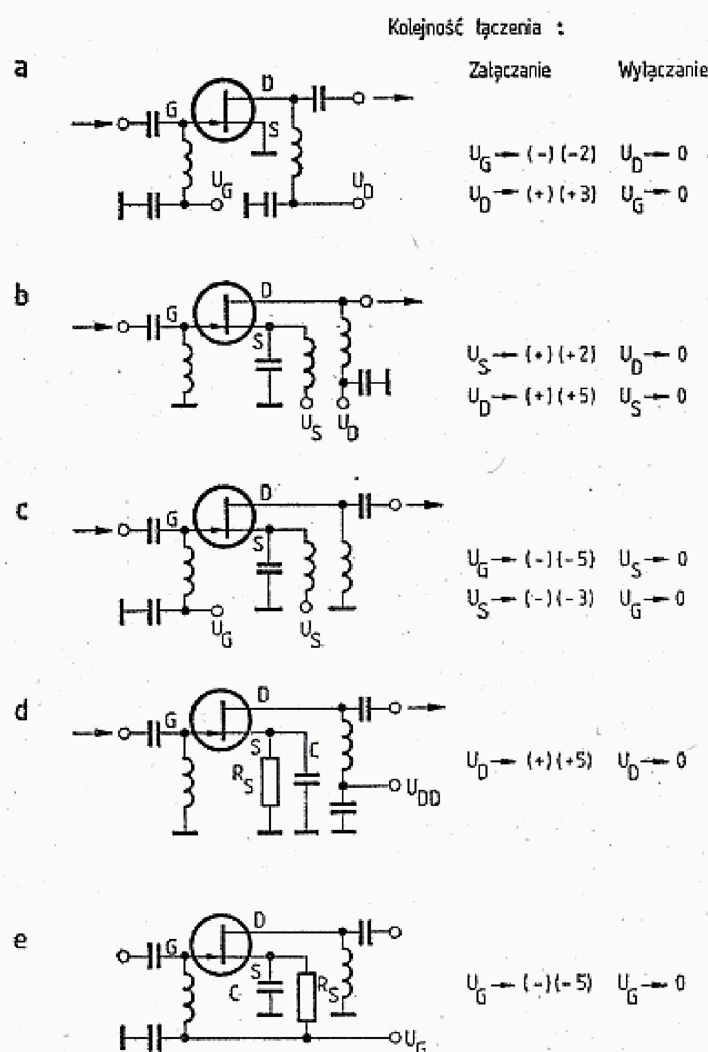
zaś nachylenie określone jest transkonduktancją g_m

$$g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}} = -\frac{2I_{DSS}}{U_p}\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p}\right) \tag{5.57}$$

Zależy ona od napięcia bramki U_{GS} i rośnie, gdy U_{GS} dąży do zera. Przy dużych wartościach g_m, która występuje przy małych wartościach U_{GS}, układ może się wzbudzić, co w przypadku braku ograniczenia prądu I_G i I_D prowadzi do zniszczenia tranzystora. Maksymalne ujemne napięcie U_{GS} wynosi -10 V i po jego przekroczeniu złącze Schottky'ego może ulec przebiciu. Z tych to powodów tranzystory

te należy chronić przed ładunkami elektrostatycznymi oraz przed przepięciami indukowanymi przez inne obwody w układzie zasilania przełącznika antenowego N/O oraz napromieniowaniem polem w.cz. w czasie nadawania.

Między poszczególnymi tranzystorami występują różnice charakterystyk, które ponadto zależą od temperatury pracy. Na rysunku 5.140 pokazano dwa skrajne położenia tej charakterystyki. Jeśli polaryzacja tranzystora uzyskiwana jest ze sztywnego źródła napięcia U_{GS}, to zmiany termiczne powodują przesuwanie się punktu pracy z p. P do Q', z czym wiąże się odpowiednie zwiększenie prądu drenu. Jeśli napięcie U_{GS} uzyskiwane jest jako spadek napięcia na rezystancji źródłowej R_S, to punkt pracy przesuwa się z p. P do p. Q po prostej określonej wartością R_S. Zmianie tej towarzyszy mniejszy przyrost prądu drenu.



5.141. Sposoby polaryzacji GaAs FET-ów. W kolejności łączenia podano przykładowe wartości napięć

Opisane właściwości GaAsFETa stawiają duże wymagania układom zasilającym. Bramka musi być zawsze spolaryzowana ujemnym napięciem U_{GS} przed załączeniem napięcia dodatniego U_{DS}, a w czasie wyłączania układu najpierw musi zaniknąć napięcie U_{DS}, a potem dopiero U_{GS}. Istnieją dwie metody spełnienia tego warunku: samoczynne wytwarzanie napięcia polaryzującego lub rozbudowany układ dwóch zasilaczy tak uwarunkowanych, by U_{DS} mogło się pojawić tylko pod warunkiem występowania już napięcia U_{GS}.

Na rysunku 5.141a—e pokazano spotykane sposoby zasilania GaAsFET-ów [100]. Dla ułatwienia dyskusji przyjęto $U_{DS} = 3$ V, $U_{GS} = -2{,}0$ V. Układ *a* wymaga

kłopotliwego zasilania, lecz jest najlepszy w zakresach MKF, gdyż pozwala na bezpośrednie bezindukcyjne połączenie źródła z masą, co korzystnie wpływa na wzmocnienie i szumy tranzystora. We wszystkich pozostałych układach występuje kondensator blokujący źródło do masy. Jakkolwiek by był on wykonany, kondensator ten wprowadza dodatkową indukcyjność w obwód źródła.

Układ *b* wymaga dwóch napięć zasilania +2 V i +5 V łączonych w odpowiedniej kolejności. Układ wymaga zasilacza, z którego plus jest połączony z masą, a napięcia $U_S = -3$ V i $U_G = -5$ V są łączone także w określonej kolejności. Układ *d* wymaga jednego zasilacza o napięciu $U_{DD} = +5$ V, zaś ujemne napięcie U_{GS} wytwarza się automatycznie jako spadek napięcia na rezystancji R_S, która dla w.cz. jest zablokowana do masy. Pojemność kondensatora blokującego wraz z R_S nie mogą tworzyć układu o zbyt dużej stałej czasu ($R_sC_s < 10^{-6}$ s), gdyż w przeciwnym przypadku w chwili włączenia popłynie duży prąd I_{DSS} ładujący kondensator. Wartość rezystancji R_S oblicza się na podstawie danych katalogowych I_{DSS} i g_m i wybranego punktu pracy I_D:

$$R_S = \left(\frac{I_{DSS}}{I_D} - 1\right) \cdot \frac{1}{g_m} \qquad (5.58)$$

Przykład: $I_{DSS} = 60$ mA, $g_m = 20$ mS, $I_D = 9$ mA, $U_{DS} = 3$ V. Stąd $R_S = \left(\frac{60}{9} - 1\right) \cdot \frac{1}{20 \cdot 10^{-3}} =$ $= 283\ \Omega$. Przyjęto $R_S = 280\ \Omega$ i spadek napięcia w punkcie pracy wynosi $U_{SG} = I_D \cdot R_S = 2{,}52$ V. Stąd całkowite napięcie $U_{DD} = U_{DS} + U_{SG} = +5{,}52$ V. W praktyce najczęściej stosuje się stabilizowane napięcie $U_{DD} = 5$ V. Podany przykład jest typowy dla większości GaAsFETów.

Układ z rys. 5.141e różni się od układu 5.141d połączeniem plusa z masą i zasilaniem napięciem ujemnym U_{SS}. Pojemność C_G może być dość znaczna, zaś pojemność C_S musi być dostatecznie mała, podobnie jak w układzie d. Układ e jest rzadziej stosowany. W praktyce amatorskiej jako najbezpieczniejszy, powinien być stosowany układ d (*self-biasing*) z jednym napięciem zasilającym $U_{DD} = +5$ V, stabilizowanym i zabezpieczonym dodatkową diodą Zenera $U_z = 6 \div 7$ V, umieszczoną w pobliżu tranzystora, celem zabezpieczenia przed indukowanymi przepięciami i innymi zaburzeniami.

WA9HUV w Ham Radio 11/1982 opisuje bezpieczny układ zasilania wzmacniaczy zbudowanych na GaAsFET-ach, pracujących w układzie pokazanym na rys. 5.141a, to jest z rozdzielonymi napięciami U_{GS} i U_{DS}. W zasilaczu tym napięcie dodatnie i ujemne uzyskiwane jest z jednego źródła o napięciu 18 do 24 V lub, stabilizowanego napięciem +12 V (rys. 5.142). Napięcie to ładuje kondensator C_3 i zasila generator zbudowany na US 555, którego napięcie wyjściowe jest prostowane z powielaniem napięcia na diodach 1N4001.

Napięcie to jest przyłożone do kondensatora elektrolitycznego $C_7 = 100$ μF/25 V i zasila stabilizator 79L05, na którego wyjściu otrzymuje się napięcie −5 V (C_8). Trzy szeregowo połączone diody 1N4001 obniżają to napięcie do $U_G = -3$ V. Z chwilą pojawienia się tego napięcia zostaje odblokowany tranzystor *T1* zabezpieczający zwieracz napięcia dodatniego, zasilającego drugi stabilizator 78L05.

Na wyjściu tego stabilizatora po dwóch diodach 1N4001 otrzymuje się napięcie $U_D = 3$ V dla $I_D = 60$ mA. Przy braku napięcia U_G w czasie włączania lub z jakiegokolwiek innego powodu tranzystor *T1* wchodzi w stan nasycenia i na $R_1 = 100\ \Omega/2$ W występuje tak duży spadek napięcia, że stabilizator 78L05 nie pracuje, a więc $U_D = 0$. Odpowiednio dobrane stałe czasu zapewniają właściwą kolejność zaniku napięcia U_{GS} i U_D.

5.142. Schemat zasilacza stabilizowanego dostarczającego dwa napięcia $U_D = +3$ V i $U_G = -3$V z wewnętrzną blokadą

Jeszcze bardziej rozbudowany układ zasilania opisuje WA2GFP w Ham Radio 9/1983. Stosuje on w torze napięcia tranzystor szeregowy, który jest odblokowany dopiero z chwilą wystąpienia na wyjściu zasilacza ujemnego napięcia U_G. Dodatkowe filtry LC chronią przed stanami nieustalonymi w czasie włączania i wyłączania oraz przed nakładaniem się w.cz. w czasie pracy nadajnika.

Wadą tych układów, poza dużym kosztem jest zwiększone prawdopodobieństwo uszkodzenia się któregoś z elementów i niezachowanie wymaganej kolejności występowania napięć.

Przedwzmacniacze w urządzeniach przewidzianych do łączności EME są narażone na przenikanie znacznego sygnału w.cz. w czasie nadawania, mimo przełączenia przez przekaźnik antenowy N/O. Jeśli przyjąć w pasmie 432 MHz moc doprowadzaną do anteny $P_a = 500\ W \mathrel{\widehat{=}} 57$ dBm i izolację dawaną przez przełącznik $A = 30$ dB, to na wejściu przedwzmacniacza wystąpi sygnał o poziomie $57-30 = 27$ dBm $\mathrel{\widehat{=}}$ 500 mW. Większość elementów GaAsFET tego poziomu mocy nie wytrzymuje.

Należy stosować dodatkowy przekaźnik jak na rys. 2.64, jednak każdy przekaźnik jest źródłem dodatkowych strat, a więc i szumów. Odporność GaAsFET na sygnał wejściowy zależy od sposobu polaryzacji. W układzie polaryzacji samoczynnej (rys. 5.141d) przy silnym sygnale przyłożonym do bramki, w pewnym momencie tranzystor wchodzi w stan nasycenia, prąd I_{DSS}, płynący przez R_S daje spadek napięcia $I_{DSS} \cdot R_S$ bliski U_{DD}. Napięcie to, odłożone na kondensatorze, jest przyłożone wraz z ujemną połówką sygnału sterującego między bramkę a źródło i może przekroczyć dopuszczalne napięcie U_{GS} powodując przebicie złącza.

W układzie ze stałym napięciem polaryzacji niebezpieczeństwo to jest mniejsze. Badania przeprowadzone przez JH1BRY [99] dały następujące maksymalne

moce wejściowe przedwzmacniaczy GaAsFET typu NE 24483, NE 24406, 2SK85 dla układu sztywnego napięcia polaryzacji (układ b) CW: 23 dBm (100 mW) SSD: 28 dBm (158 mW), a dla układu z samoczynną polaryzacją (układ d) o 3 dB mniej, tj. dla CW: 20 dBm, dla SSB: 25 dBm. Jeśli tranzystor ma odłączone napięcia zasilające, to jego wytrzymałość jest mniejsza o dalsze 1÷2 dB. Wynika z tego, że urządzenia do łączności EME w pasmie 432 MHz powinny mieć specjalne przekaźniki antenowe o małym tłumieniu i o izolacji wynoszącej co najmniej 40 dB. Ponadto należy pamiętać o odpowiedniej korelacji czasowej, tak by sygnał mocy nigdy nie pojawił się w linii w czasie, gdy przełącznik antenowy nie przełączy się do pozycji nadawania.

Charakterystyka transmitancji GaAsFET-a, opisana równaniem (5.56), jest funkcją drugiego rzędu i w związku z tym druga harmoniczna sygnału uzyskuje największą wartość, choć towarzyszą jej także wyższe harmoniczne. Współczynnik zniekształcenia K_F określany jest stosunkiem wartości 2. harmonicznej do wartości sygnału podstawowego U i wynosi:

$$K_F = \frac{U}{4(U_{GS} - U_p)} \tag{5.59}$$

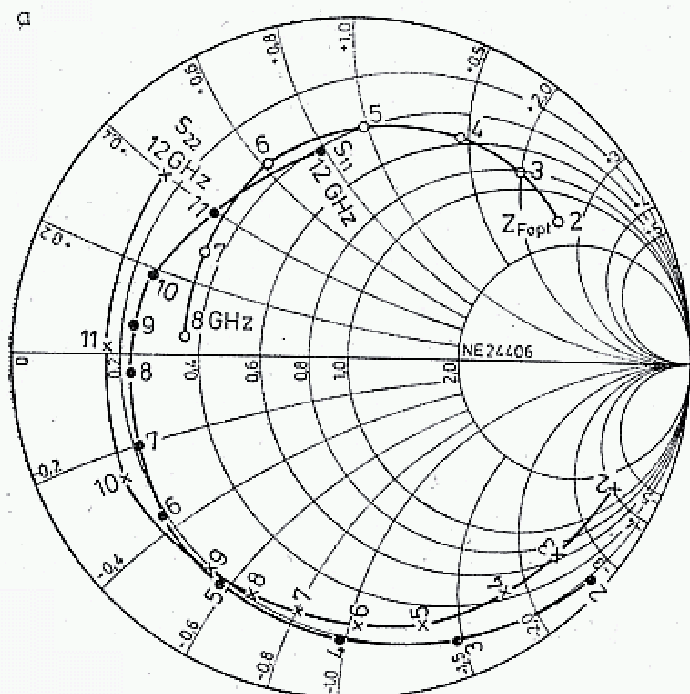
Z analizy tego wzoru wynika, że zniekształcenia maleją, gdy U_{GS} zbliża się do zera. Jednocześnie zniekształcenia te zwiększają się, gdy napięcie sygnału U rośnie. Gdy wartość amplitudy sygnału przekroczy U_{GS}, to w pewnych momentach napięcie bazy staje się dodatnie, co jest przyczyną bardzo silnych zniekształceń oraz grozi uszkodzeniem bazy feta. Zniekształcenia intermodulacyjne IM powstające przy jednoczesnym doprowadzeniu dwóch sygnałów sinusoidalnych U_1 i U_2 określane są stosunkiem wartości składników modulacji skrośnej do sygnału podstawowego i wynoszą:

$$IM = \frac{U_1 U_2}{\sqrt{2}\,(U_{GS} - U_p) \cdot \sqrt{U_1^2 + U_2^2}} \tag{5.60}$$

Także i te zniekształcenia maleją, gdy U_{GS} zbliża się do zera. Zniekształcenia intermodulacyjne mogą być także wywołane zmianą konduktancji drenu g_d na skutek chwilowych zmian napięcia U_{DS}. Zniekształcenia wywołane zmiennością g_d i g_m w pewnym zakresie pracy częściowo kompensują się. Dalsze ograniczenia zniekształceń można uzyskać wprowadzając do obwodu źródła (S) rezystor R_F nie blokowany kondensatorem. Rezystor ten powoduje wystąpienie ujemnego sprzężenia zwrotnego, czemu towarzyszy zmniejszenie wzmocnienia.

Na rysunku 5.143a pokazano charakterystyki tranzystora GaAsFET NE 24406: wejściową s_{11}, wyjściową s_{22} oraz optymalną impedancję obwodu wejściowego Z_{Fopt}, przy której otrzymuje się minimum szumów. Jak z wykresu wynika, w pewnym przedziale częstotliwości impedancje mają charakter pojemnościowy, w pozostałej indukcyjny. Z charakterystyk tych wynika, że przy dolnym zakresie częstotliwości (2 GHz) występuje duża różnica między impedancją obwodu wejściowego dopasowanego na największe wzmocnienie i na najmniejsze szumy. W pobliżu częstotliwości 8 GHz charakterystaki te zbliżają się wzajemnie, co ułatwia optymalizację. W ogólnym przypadku obwód wejściowy powinien na wejściu antenowym

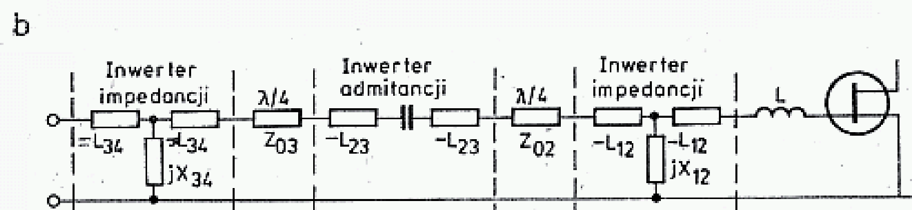
a



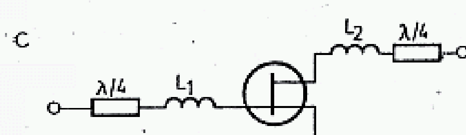
5.143. Niskoszumne wzmacniacze — LNA pracujące na GaAs FET

a — parametry wejścia (s_{11}), wyjścia (s_{22}) i minimum szumów $Z_{F\,opt}$ w zależności od częstotliwości dla NE 24406
b — podstawowy układ dopasowania wejścia we wzmacniaczu szerokopasmowym. Podobny układ można stosować na wyjściu
c, d — uproszczone układy dopasowania dla wzmacniaczy wąskopasmowych,
e — przykład układu obliczonego dla pasma 1,3 GHz ± 15% tranzystora 2 SK81 (NE 72089),
f — wzór płytki dla układu e,
g — charakterystyka wzmocnienia (K) i współczynnik szumów (F),
h — zależność temperatury szumów od temperatury dla tranzystora NE 24406 przy trzech wartościach częstotliwości

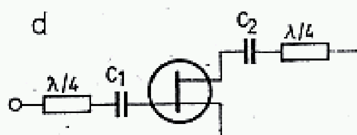
b



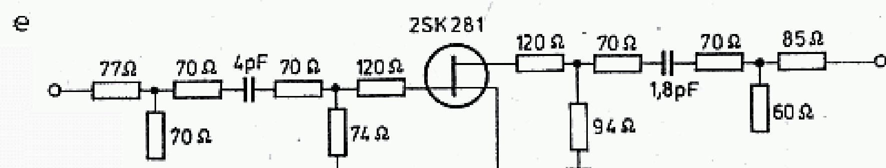
c



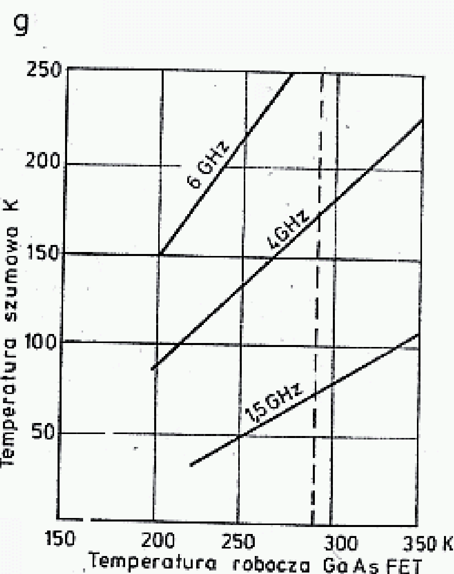
d



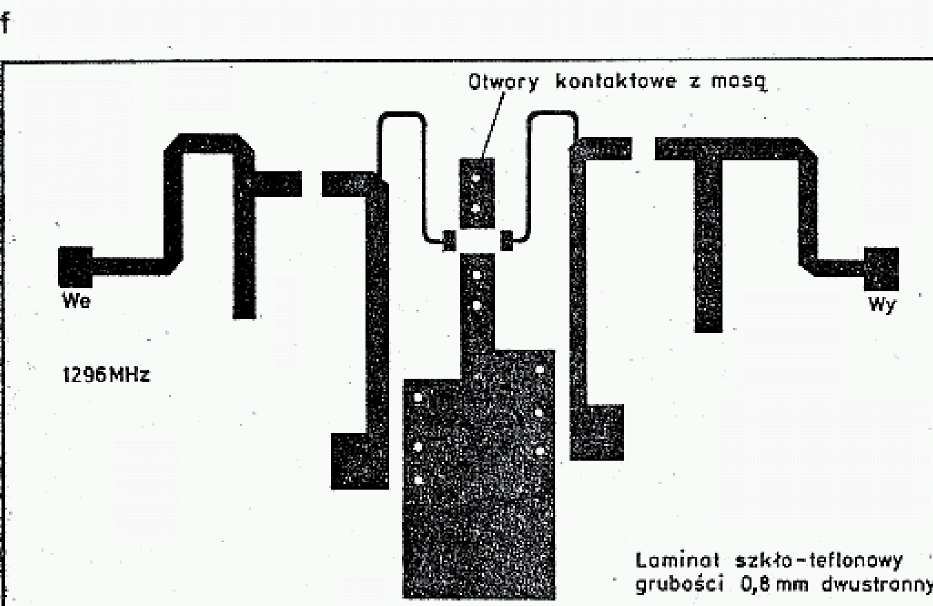
e



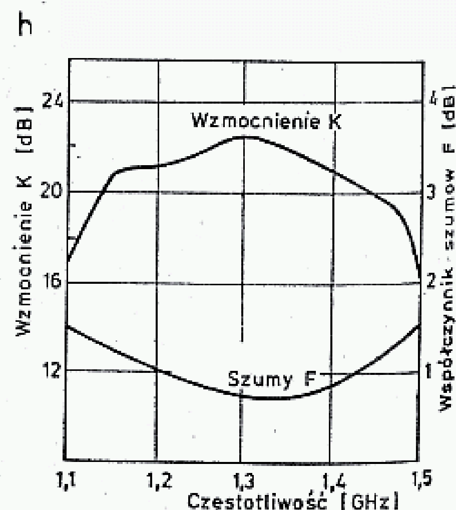
g



f



h

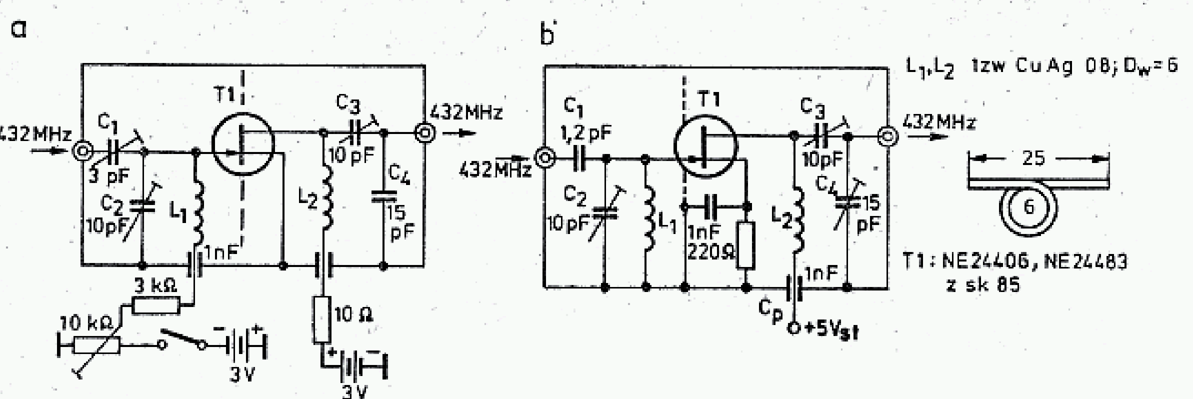
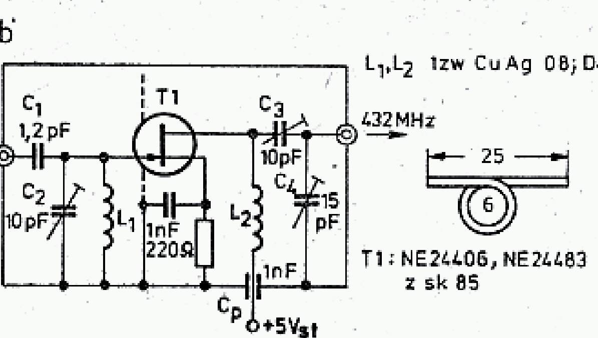
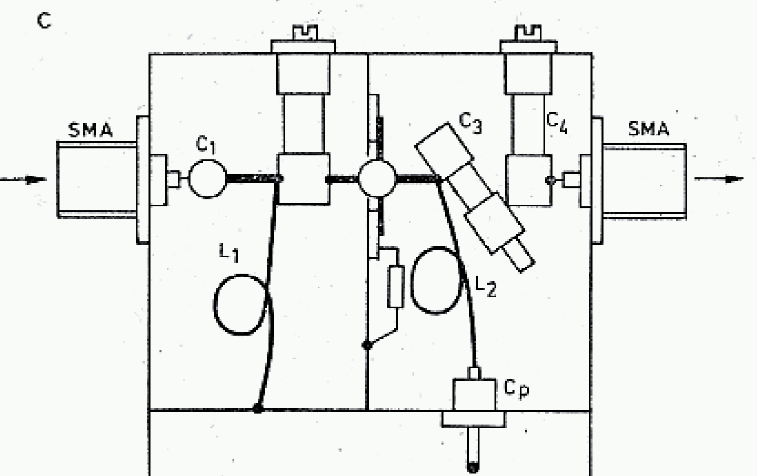
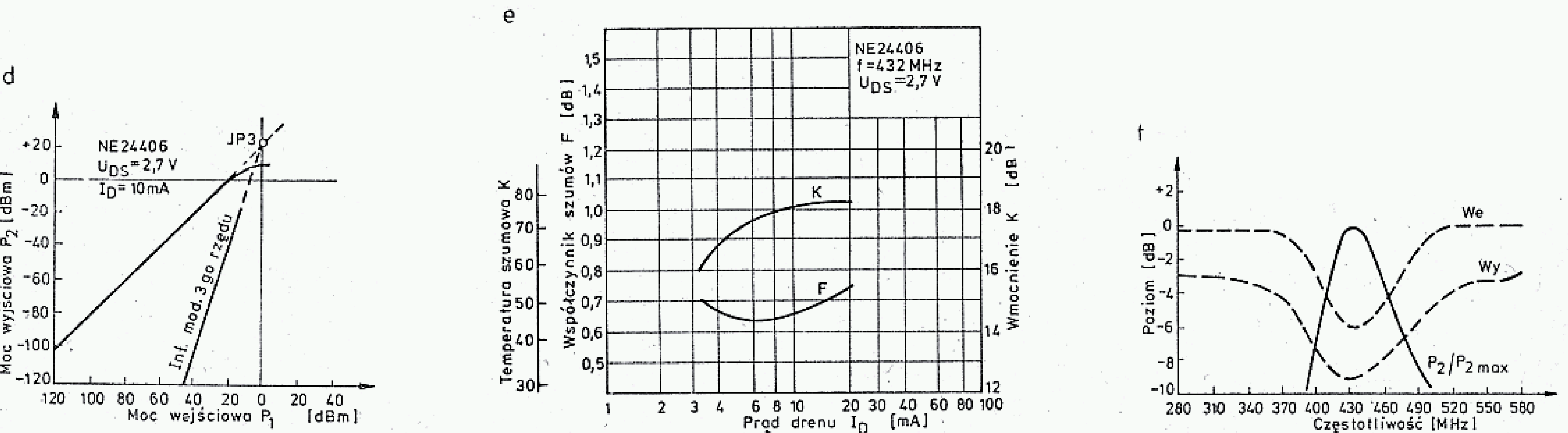


być dopasowany do rezystancji 50 Ω, zaś od strony tranzystora powinien z dołączoną anteną przedstawiać określoną impedancję Z_g, wyliczoną na podstawie charakterystyki s_{11}, względnie $Z_{F_{opt}}$. Podobna sytuacja występuje na wyjściu.

We wzmacniaczach szerokopasmowych, o częstotliwości 8÷12 GHz stosuje się wielostopniowe filtry Czebyszewa (rys. 5.143b) lecz, jeśli pasmo przenoszenia ma wynosić tylko 10%, to stosuje się układy prostsze, a tym samym mniej stratne (rys. 5.143c i d). Składają się one z transformatora $\lambda/4$ dopasowującego rezystancję oraz z elementu biernego L lub C dopasowującego reaktancję. Obwody te bywają uzupełniane dławikiem $\lambda/4$, służącym do zasilania bramki i drenu. Na rysunku 5.143e pokazano schemat wzmacniacza małoszumnego (ang.: *Low Noise Amplifier* — LNA) dla pasma 1296 MHz, pracującego na układzie 2SK281 (NE72089), a na rys. 5.143f obraz płytki wykonanej na laminacie szklano-teflonowym grubości 0,8 mm, zaś na rys. 5.143g charakterystykę wzmocnienia i szumów tego wzmacniacza. Szumy wzmacniacza zależą od temperatury półprzewodnika i od częstotliwości (rys. 5.143h). Stosując schładzanie przedwzmacniacza suchym lodem, płynnym azotem lub helem uzyskuje się znaczne obniżenie poziomu szumów. We wzmacniaczach bardzo szerokopasmowych stosuje się sprzężenie zwrotne zależne od częstotliwości, włączając małą indukcyjność do obwodu źródła (S). Zmniejsza to wzmocnienie, lecz znacznie rozszerza pasmo przenoszenia; uzyskuje się $K = 7$ dB w zakresie 0,01 do 10 GHz. We wzmacniaczach wąskopasmowych dla uzyskania dużego wzmocnienia postępuje się odwrotnie, indukcyjność obwodu źródła zmniejsza się do minimum.

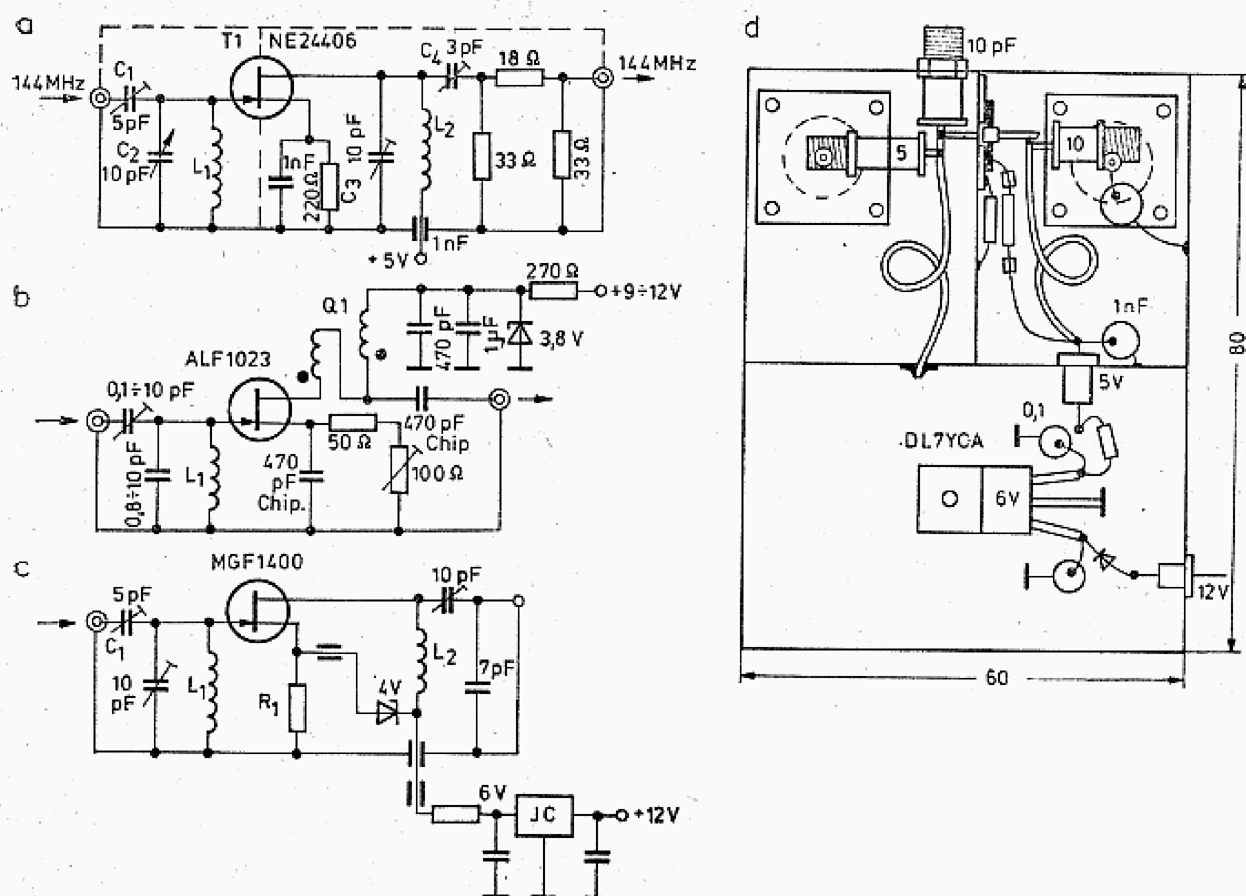
Na rysunku 5.144 pokazano układ i charakterystykę przedwzmacniacza pracującego na tranzystorach NE 24406, NE24483, 2SK85 dla pasma 432 MHz wg JH1BRY [100]. Widać tu schematy dla dwóch sposobów zasilania bramek: *a* z dwoma napięciami zasilającymi oraz *b* z automatyczną polaryzacją. Tranzystory GaAsFET mają dużą impedancję wejściową. Dopasowanie dające maksymalne wzmocnienie jest często bliskie dopasowaniu na minimum szumów. Dopasowanie to obejmuje dobór optymalnego prądu drenu I_D (rys. 5.144) oraz impedancji generatora i obciążenia. W przypadku wyżej podanego tranzystora minimum szumów występuje, gdy impedancja generatora widziana przez bramkę feta wynosi $50+j\,400\,\Omega$. Oznacza to, że dopasowanie uzyska się włączając w szereg z wejściem kondensator C_i o pojemności 0,915 pF. Dla skompensowania indukcyjności doprowadzeń pojemność C_1 zwiększa się do 1,2 pF. Obwód L_1C_2 dla częstotliwości 432 MHz stanowi impedancję nieskończenie dużą, nie wpływa więc na dopasowanie. Służy on natomiast do doprowadzenia napięcia polaryzującego U_{GS} oraz nadaje selektywność obwodowi wejściowemu (rys. 4.144f). Dopasowanie na minimum szumów uzyskuje się przy niedopasowaniu impedancji wejścia i wyjścia, a więc przy istnieniu pewnego poziomu fali odbitej co także pokazano na rys. 4.144. Z charakterystyki transmitancji odczytuje się, że $B_3 = 456-414 = 42$ MHz, a więc jest dobra także do odbioru sygnałów telewizji amatorskiej ATV w pasmie 430÷440 MHz. Kompresja P_{-1} występuje przy sygnale wejściowym -18 dBm (wyjściowym OdBm) zaś *IP3* = = +20 dBm na wyjściu. Całość przedwzmacniacza zamknięta jest w blaszanym pudełku z przegrodą wykonaną z blachy mosiężnej 0,7÷1,2 mm.

Złącza typu SMA mogą być zastąpione złączami typu BNC lecz z gorszym

5.144. Przedwzmacniacz pracujący na GaAs FET w pasmie 432 MHz, wg JH1BRY

a — układ z dwoma zasilaniami, b — układ z samoczynną polaryzacją, c — rozmieszczenie części, d — zakłócenia intermodulacyjne, e — wzmocnienie i współczynnik szumów w zależności od prądu drenu, f — tłumienie odbicia na wejściu i wyjściu oraz charakterystyka przenoszenia



5.145. Wzmacniacze pracujące z GaAsFET

a — dla pasma 144 MHz, wg JH1BRY, b — dla pasma 144 MHz lub 432 MHz, wg K8UR, c, d — dla pasma 432 MHz, wg DJ7YC

wynikiem. Dobrze nadają się złącza typu *N*. Przy braku możliwości zestrojenia na minimalne szumy strojenie wykonuje się podając bardzo słaby sygnał na wejściu na maksimum wzmocnienia przy $I_D = 10$ mA. Uzyskuje się $F = 0{,}7$ dB $\widehat{=}$ 1,17, czemu odpowiada temperatura szumowa $T_w = 50$ K. Staranne zestrojenie na minimum szumów pozwala na uzyskanie $F = 0{,}6$ dB $\widehat{=}$ 1,15, czemu odpowiada $T_w = 43$ K.

Uzyskanie podobnych wyników w układzie 5.144b wymaga dobrych, miniaturowych kondensatorów blokujących źródło *S*, przylutowanych wprost przy obudowie tranzystora. Lutowanie wyprowadzeń musi być prowadzone bardzo szybko, gdyż tranzystory GaAsFET są bardziej wrażliwe na przegrzanie niż krzemowe. Nadmierne przegrzanie przy lutowaniu w pierwszej kolejności pogarsza właściwości szumowe tranzystora.

Opisany w poprzednim punkcie przedwzmacniacz może być wykorzystany w pasmie 144 MHz, lecz ponieważ jest on przy tej częstotliwości warunkowo stabilny, dla uniknięcia samowzbudzenia należy na jego wyjściu dołożyć tłumik 3 dB, pracujący w układzie π, złożony z rezystorów $2 \times 33\ \Omega + 18\ \Omega$, (rys. 5.145). Cewki L_1, L_2 mają po 5 zw. o średnicy 8 mm z drutu CuAg0,5. Wzmacniacz ten w pasmie 144 MHz daje wzmocnienie 22 dB, przy współczynniku szumów $F \leqslant 0{,}7$ dB. Opisany przedwzmacniacz ma temperaturę szumową $T_w = 50$ K. Jeśli porównać ją z temperaturą szumów kosmicznych w tym pasmie, wynoszącą 100—800 K, to powstaje pytanie na ile tak dobry i drogi przedwzmacniacz poprawi warunki odbioru? W pasmie tym

na ogół wystarczają dobre znacznie tańsze wzmacniacze pracujące na fetach dwubramkowych, typu BF960 i BF981, dla których uzyskuje się $T_w = 75—100$ K.

Przy strojeniu małoszumnych wzmacniaczy należy stosować diodowe lub półprzewodnikowe generatory szumów, natomiast nie należy stosować generatorów z lampą wyładowczą, gdyż w chwili włączenia wysokich napięć powstają w układzie znaczne przepięcia, a także w widmie szumów, w wyniku spontanicznych wyładowań pojawiają się ostre szpilki, mogące uszkodzić delikatną bramkę GaAsFet-a. Poza tym należy pamiętać o tym, że pomiary szumów mają średniokwadratowy rozrzut wyników $0{,}2 \div 0{,}3$ dB i dlatego ten sam układ badany tymi samymi urządzeniami daje duże rozrzuty wyników. Oczywiście, w przypadku zastosowania różnych zestawów aparatury pomiarowej rozrzuty są jeszcze większe. Z tych powodów wartości szumów przy $F \leqslant 1$ dB są wielkościami bardziej porównawczymi niż bezwzględnymi.

Na organizowanych przez ARRL i RSGB konkursach przedwzmacniaczy z pomiarami na firmowej aparaturze najwyższej klasy miarodajne wyniki porównawcze dotyczą tylko jednego konkursu. Te same wzmacniacze w kolejnych konkursach uzyskiwały różne wyniki. Bliższe dane na ten temat podano w literaturze [101] i [102].

Ostatnio pojawiła się nowa seria tranzystorów typu GaAsFET po niskich cenach: MGF 1200—1412 oraz ALF 1023, wyróżniająca się dużym wzmocnieniem i małymi szumami. Dla pasm UKF (144 i 432 MHz) wzmocnienie tych tranzystorów wynosi $19 \div 20$ dB, współczynnik szumów 0,6 dB, kompresja $P_{-1} = +15 \div +19$ dBm, $OIP3 = +27 \div 30$ dBm, $U_{DD} = 3 \div 3{,}5$ V, $I_D = 12 \div 25$ mA, ceny (USA 1983) $10 \div 40$ dol (K8UR — Ham Radio 3/1983). W pomiarach przeprowadzonych na spotkaniu Stowarzyszenia VHF Centralnych Stanów w Baton Rouge — Luisiana w 1982 r. na programowalnym automatycznym mierniku szumów Hewlett Packarda z głowicą dopasowującą uzyskano następujące poziomy szumów badanych przedwzmacniaczy: 144 MHZ — MGF 1200 $F = 0{,}27$ do 0,48 dB, MGF1402 $F = 0{,}42$ dB, zaś dla 432 MHz — MGF 1402 $F = 0{,}40$ do 0,58 dB (KCØW, Ham. Radio 7/83).

Na rysunku 5.145b pokazano przedwzmacniacz pracujący na ALF 1023 GaAs FET (Alpha Industries USA), w którym K8UR zastosował na wyjściu transformator o przekładni 4:1 oraz regulację prądu drenu rezystorem w źródle. Dla tranzystora tego przy $f = 4$ GHz uzyskano minimum szumów $F = 1{,}1$ dB przy $I_D = 10$ mA, zaś wyjściowa wartość IP3 zależy od prądu drenu i dla $I_D = 10$ mA $OIP3 = +15$ dBm, a dla $I_D = 40$ mA, $F = 2$ dB i $OIP3 = 47$ dBm! Na tranzystorze MGF 1400 (firmy Mitsubishi) DJ7YC uzyskał w pasmie 432 MHz $F = 0{,}5 \pm 0{,}1$ dB przy wzmocnieniu $K = 22$ dB dla $U_{DS} = 2{,}5$ V, $I_D = 10$ mA (Dubus 3/1979).

Wzmacniacz ten, pokazany na rys. 5.145c, niewiele różni się od układu JH1BRY z rys. 5.144b z tym, że dla ochrony przed uszkodzeniami ($U_{DS\,max} = 6$ V) MGF 1400 dodał diodę Zenera 4 V między wejścia D i S. Rezystor R_1 jest dobierany eksperymentalnie na minimum szumów przez ustawienie potencjometru, który jest następnie zastępowany równorzędnym rezystorem stałym. Wartość jego rezystancji zależy od tranzystora i mieści się w granicach 160 do 250 Ω. Całość zamknięta jest w pudełku blaszanym ze złączami N na jednej stronie.

Na rysunku 5.146a pokazano przedwzmacniacz dla pasma 1296 MHz, otrzymany w wyniku wielu prób przez DJ8QL (DUBUS 3/80). Uzyskał on na MGF 1400 $F = 0{,}8$ dB, a na MGF 1412 $F = 0{,}6$ dB. Zastosowano tu układ podobny do opracowanego przez DJ1EE (rys. 5.134) z transformującą linią paskową. Układ zasilania jest podobny do układu DJ7YC z rys. 5.145c. L_1: 55×10 CuAg1, L_2: 20×8 CuAg, C_1-C_4: 0,5÷3 pF wysokiej dobroci, gdyż w strzałce występują napięcia i silnie wpływają na dodatkowe straty. Kondensatory blokujące $C_{6,7} = 1$ nF przylutowuje się najpierw do małej blaszki z otworem na tranzystor, dolutowuje się emitery tranzystorów i potem całość dolutowuje do przegrody. Złącze wejściowe powinno być tak odsunięte od osi symetrii, aby połączenie z C_2 było bezpośrednie.

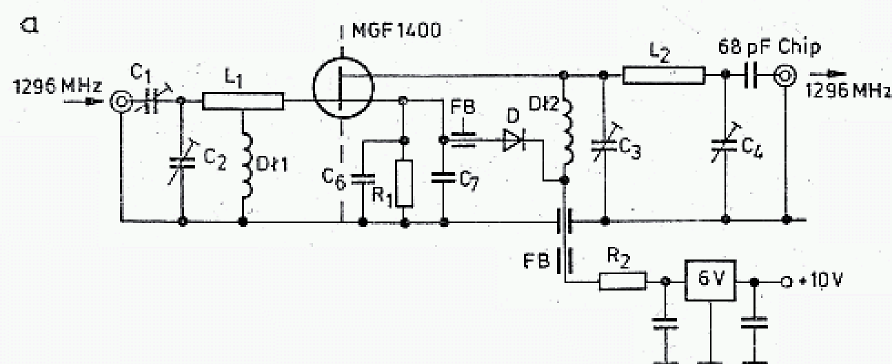
Dane dławików: Dl_1: 2 zw, $D_w = 5$ mm Cu 0,2; Dl_2: 1 zw, $D_w = 5$ mm, Cu 1. Zastosowano diodę Zenera 3V9; *FB* — są to perełki ferrytowe. Wartości rezystancji R_1 i R_2 dobiera się tak, aby uzyskać $I_D = 10$ mA przy $U_{DS} = 3$ V.

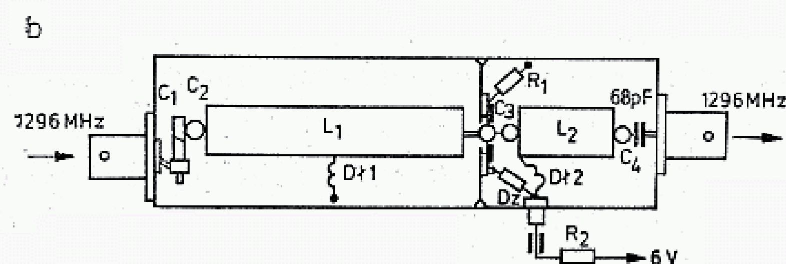
Wzmacniacz dla pasma 2304 MHz opisany jest przez DC8UG w DUBUS 4/1981. Zastosowano tu układ MGF 1400 i obwody paskowe na laminacie teflonowym o grubości 1,6 mm, uzyskując $F = 1 \div 2$ dB i $K = 13$ dB. Schemat układu jest podobny do pokazanego na rys. 5.146a, z tym, że pominięto tu pojemność C_3, dławik Dl_2 zastąpiono linią ćwierćfalową $Z_0 = 100\ \Omega$, a kondensator przepustowy linią ćwierćfalową o $Z_0 = 25\ \Omega$. Podobny układ dla pasma 2304 MHz zastosował WA2GFP (Ham Radio 2/1983), lecz przyjął on montaż przestrzenny całości, a linie paskowe są uniesione nad masą. Uzyskał on $F = 0{,}8$ dB i $K = 16$ dB.

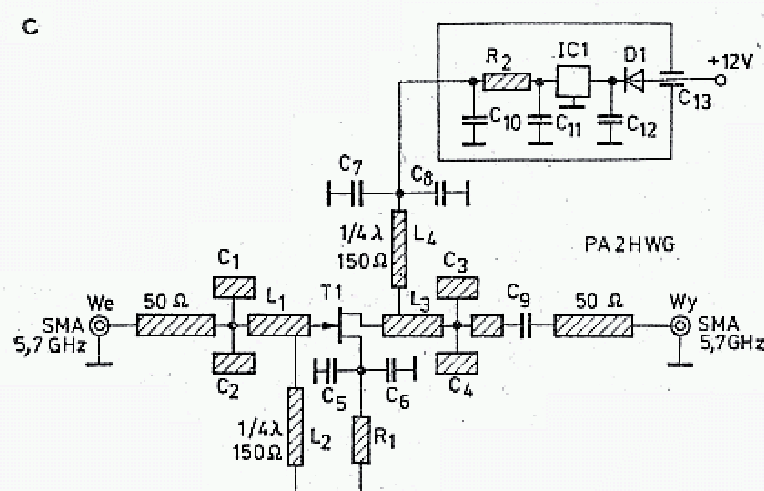
Tranzystor GaAsFET1400 może być zastosowany także w pasmie 5,7 GHz (6 cm). Przykład takiego układu, opracowanego przez PA2HWG podano w UKW Berichte 3/1983. Jego podstawowy układ pokazano na rys. 5.146c, a na rys. 5.146d mieszacz przeciwsobny. Oba układy wykonane są na laminacie teflonowym 0,79 mm z $\varepsilon_r = 2{,}55$. Dla usztywnienia laminatu jest on przyłożony do blachy mosiężnej. Wzmocnienie przedwzmacniacza $K = 10$ dB, $F = 4$ dB, tłumienie odbicia $A_r = 15$ dB (*WFS* < 1,4). Mieszacz sterowany heterodyną z mocą $P_h = 7$ mW ma tłumienie przemiany 4,7 dB. Dwa takie wzmacniacze zastosowane po mieszaczu diodowym dają układ nadawczy o mocy wyjściowej 13 dBm (20 mW) na częstotliwości 5,7 GHz.

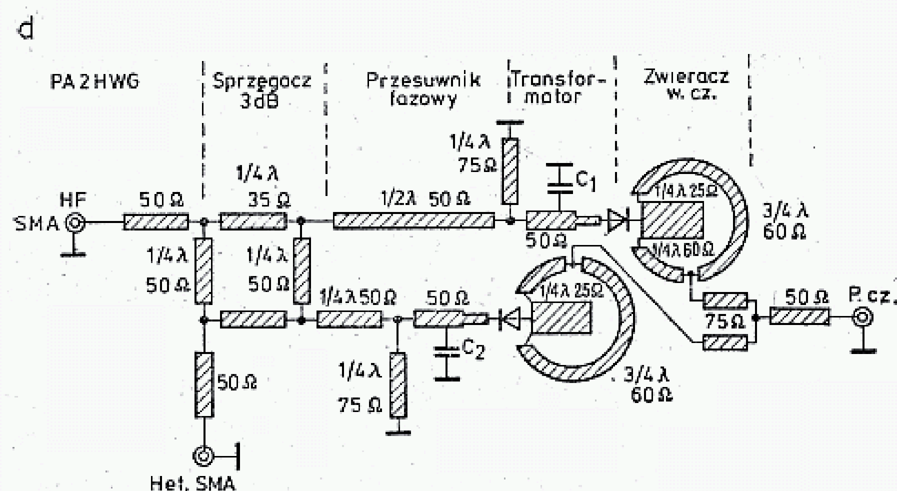
Tranzystory dwubramkowe, wywodzące się z układów kaskadowych (rys. 5.138) mają wiele zalet, do których należy duże wzmocnienie i mniejsza skłonność do samowzbudzenia. Z tych powodów wkrótce po doskonałych GaAsFET-ach w grupie MGF 1200—1400 pojawiły się fety dwubramkowe oznaczane DG GaAs FET, stosowane w przedwzmacniaczach antenowych w instalacjach anten zbiorczych TV. Do najpopularniejszych należą fety S 3030 (firmy Texas Instruments) oraz fety 3SK97, MRF966. Są one wrażliwe na ładunki elektrostatyczne, gdyż nie mają zabezpieczeń diodowych, które wnoszą dodatkowe szumy.

Na rysunku 5.147a pokazano schemat wzmacniacza pracującego na tranzystorze S3030 dla pasma 144 MHz wg DF9RL (UKW Berichte 1/1982), a na rys. 5.147b układ płytki. Fety DGGaAs są tranzystorami o dużej impedancji wejściowej ($C_{in} \approx 1$ pF, $C_{out} \approx 0{,}4$ pF) i dlatego stosuje się obwody rezonansowe o dużej impedancji i dobroci. Na dobroć tych obwodów należy zwrócić szczególną uwagę,





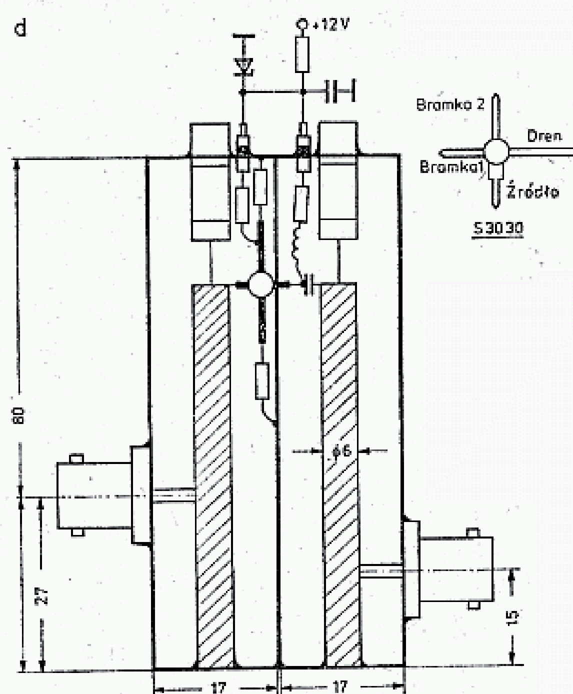




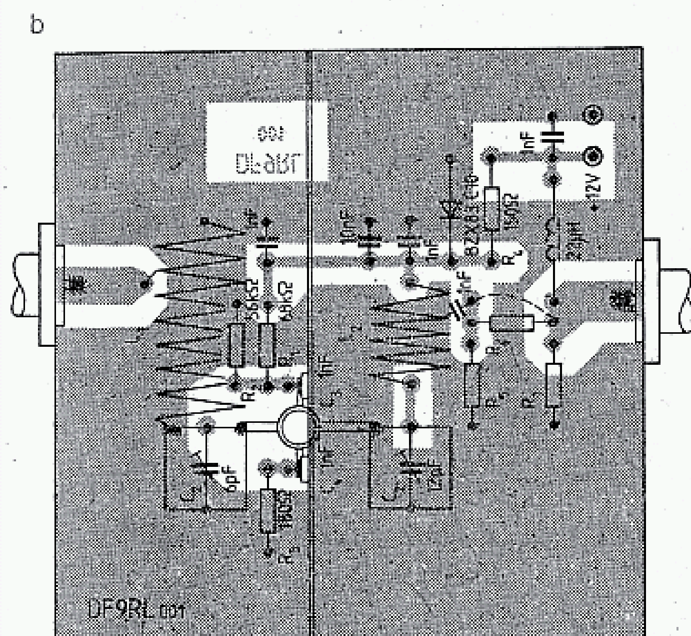
5.146. Wzmacniacze MKF pracujące z GaAsFET:
a, b — dla pasma 1296 MHz, wg DJ3QL, c — dla pasma 5, 7 GHz, wg PA2HWG, d — mieszacz przeciwsobny dla pasma 5,7 GHz, wg PA2HWG

a

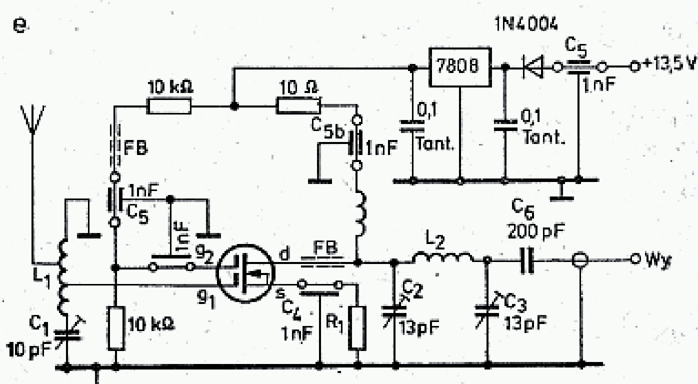
d



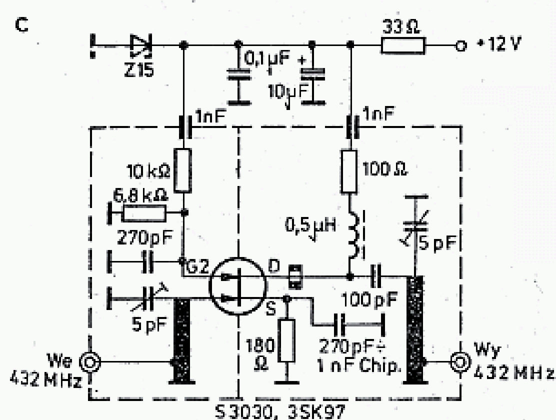
b



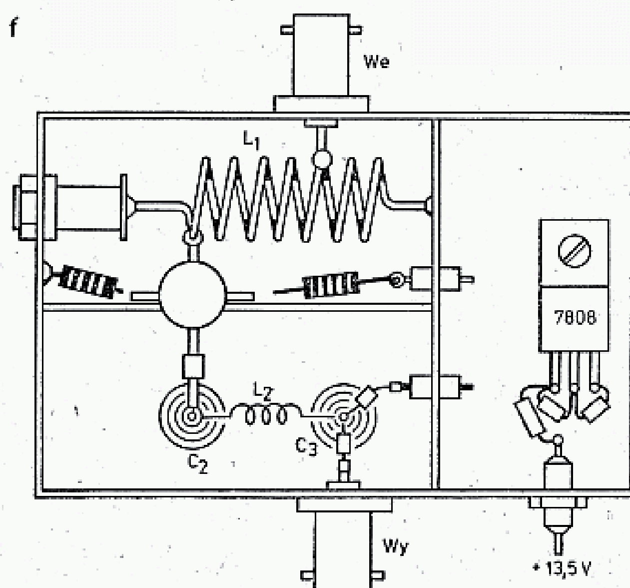
e



c



f



5.147. Wzmacniacze UKF zbudowane na GaAsFET-ach dwubramkowych

a, b — dla pasma 144 MHz, wg DF9RL, c, d — dla pasma 432 MHz, wg DF9RL, e, f — dla pasma 14 MHz, wg F6CIA

a zależy ona w największej mierze od dobroci zastosowanych trymerów i od sposobu ekranowania.

Bramka G_1 jest spolaryzowana automatycznie przez prąd $I_s = 10$ mA płynący przez $R_3 = 180\ \Omega$, a więc $U_{G1S} = -1{,}8$ V. Bramka G_2 otrzymuje napięcie dodatnie, którego wartość mało wpływa na wielkość szumów, lecz wpływa na wzmocnienie i moc *IP3*. Napięcie U_{DS} nie może przekroczyć 10 V i dlatego w układzie zastosowano diodę Zenera *C10*. Poszczególne egzemplarze tranzystorów różnią się parametrami $I_{DSS} = 20 \div 80$ mA oraz $g_m = 16 \div 20$ mS. Dlatego wartość R_3 musi być indywidualnie dobierana dla uzyskania $U_{G1S} = -1{,}8$ V.

Wzmocnienie przedwzmacniacza wynosi $K = 28$ dB ($\times 630$) przy $B = 13$ MHz, zaś $F = 0{,}5$ do 0,9 dB w zależności od egzemplarza feta. Rezystancje wejścia i wyjścia wynoszą 50 Ω. Ponieważ wzmocnienie to może być za duże dla dalszych stopni odbiornika, często stosuje się na wyjściu tłumik π złożony z R_5, R_6 i R_7. Wartości rezystancji można dobrać na podstawie tablicy 3.13.2. Przyjmując $R_6 = 39\ \Omega$, $R_5 = R_7 = 150\ \Omega$ otrzymuje się tłumienie 6.14 dB. Układ stroi się na maksymalne wzmocnienie za pomocą pojemności C_1 i C_2, a następnie dobiera położenie odczepu na L_1 na minimum szumów. Wynosi ono między 1. a 2. zwojem od strony masy przy $R_{in} = 50\ \Omega$. W miejsce S3030 można zastosować 3SK97 lub MRF 966 a także BF981 (krzemowy) z nieco gorszymi wynikami.

W pasmie 432 MHz wzmacniacz pracujący na tranzystorze S3030 pozwala na uzyskanie $F = 0{,}7 \div 0{,}8$ dB przy dużej selektywności. Opisane wcześniej wzmacniacze pracujące na MGF 1400, dające mniejsze szumy mają znacznie mniejszą selektywność i w przypadku dołączenia dodatkowego filtru o tłumieniu tylko 0,5 dB pogorszy się znacznie współczynnik szumów (o kilka dB). Z tych powodów przedwzmacniacze pracujące na fetach dwubramkowych mają określoną przewagę nad fetami jednobramkowymi.

Układ wzmacniacza opisany w UKW Berichte 2/1982 pokazano na rys. 5.147c i d. Obudowa wykonana jest z blachy mosiężnej lub laminatu. Długość linii zależy od długości trymerów, całkowita długość wynosi 80 mm. Linie wykonane są z rurki mosiężnej srebrzonej Ø 6 mm. Stosować należy trymery szklane najwyższej jakości. Przy strojeniu dobiera się wartości rezystorów w dzielniku G_2, tak by $I_D = 11$ mA, co daje $U_{G1S} = -2$ V. Przy strojeniu na minimum szumów wykorzystuje się odbiornik UKF FM dołączony do przedwzmacniacza. W odbiorniku tym otwiera się blokadę szumów na granicy przejścia i obserwuje jej pracę w czasie strojenia trymerów na minimum szumów przy odbiorze bardzo słabej stacji w pasmie 432 MHz. Strojenie takie, z kontrolą szumów na p.cz. jest czulsze niż przy obserwacji szumów po detektorze na wyjściu odbiornika. W opisanym wzmacniaczu DL3WR/ /DF9RL uzyskali $F = 0{,}7$ dB przy wzmocnieniu $K = 22$ dB, $I_D = 11$ mA i *IIP3* = 0 dBm.

W DUBUS 1/1982 opisano (SM6HYG) zastosowanie układu 3SK97 zamiast układu 3SK48 w popularnym transiwerze IC402. W DUBUS 2/1982 opisano (F1EIT) przedwzmacniacz pracujący na układzie 3SK97 dla pasma 432 MHz, w którym ustawia się parametry: $I_D = 15$ mA, $R_S = 150\ \Omega$ uzyskując $F = 0{,}8$ dB i $K = 16{,}5$ dB przy wejściowym *IIP3* = +7 dBm. Zastosowano tu układy pokazane

na rys. 5.144 i 5.145, w których L_1 i L_2 mają po 1 zwoju z CuAg1,2; D_w = 5 mm i 4 mm.

W Radio Rivista 7/1983 opisano podobne przedwzmacniacze dla pasm 144 i 432 MHz na 3SK97 wykonane przez firmę Dressler.

W Radio Communication 12/1983 opisano (F6CIA) podobny przedwzmacniacz dla pasma 144 MHz. Pokazano go na rys. 5.147e i f. Prąd I_D = 15 mA jest regulowany przez dobór R_1 (około 150Ω). Dane cewek: L_1: 7 zw CuAg1,5; D_w = 12; odczepy: antenowy 1,2 zw.; G_1: 6,6 zw.; L_1: 4 zw. CuAg1, D_w = 6 mm, L_3 = 1 μH.

W pasmie 1296 MHz zastosowanie układu 3SK97 umożliwia wykonanie prostego i dobrego konwertera, opisanego przez PA2HWG w UKW Berichte 3/83 (rys. 5.148a). W konwerterze tym uzyskano wzmocnienie (*T1*) wynoszące około 15 dB, wzmocnienie przemiany (*T2*) około 10 dB przy sygnale heterodyny P_h = 3 mW dla częstotliwości f_h = 1152 MHz, co daje całkowite wzmocnienie K = 25 dB przy współczynniku szumów F = 4 dB. Rozmieszczenie części pokazano na rys. 5.148b. Kondensatory C = 200 pF typu płytkowego (chip), *FT* — przepustowe 1 nF, *GP* — przepust szklany, L_1, L_2 i L_3 — CuAg2 l = 13 mm, L_4 — CuAg2 l = 15 mm, L_5 — 5 zw DNE0,8 na D_w5 z rdzeniem UKF, dławiki L_6 i L_7 = 0,56 μH, L_0 = 1 μH.

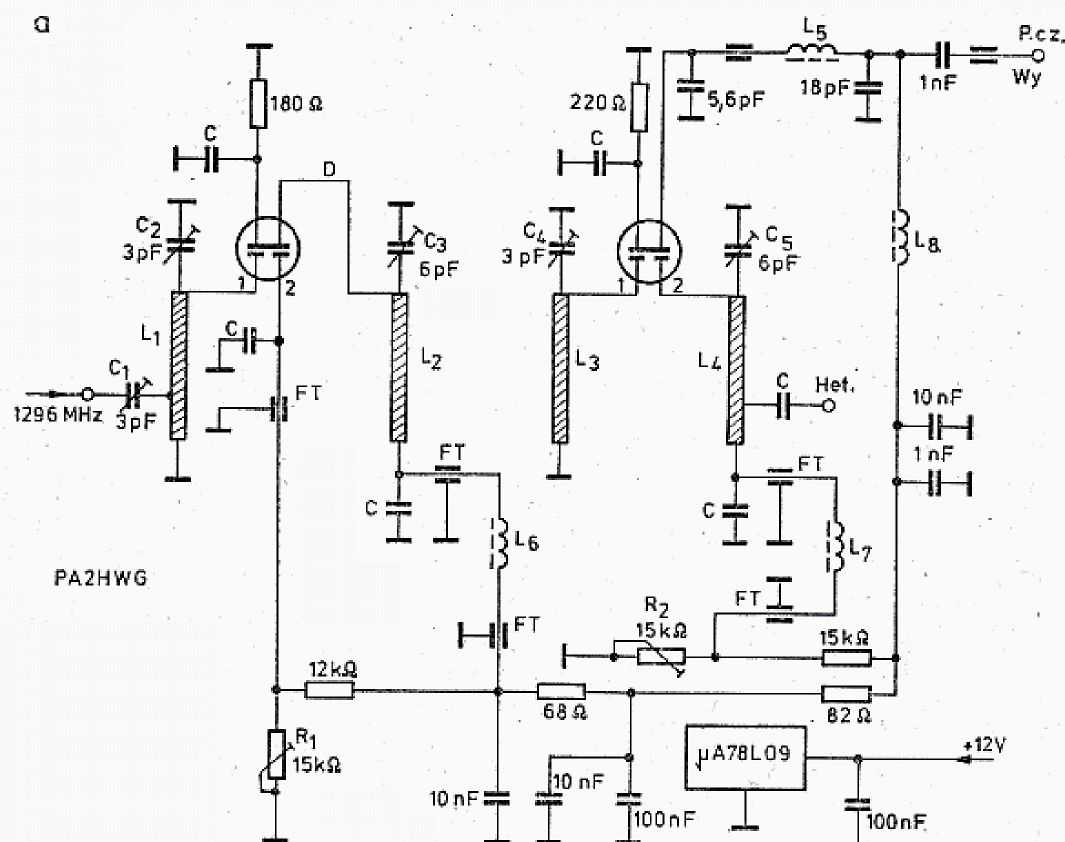
5.6 Wzmacniacze pośredniej częstotliwości

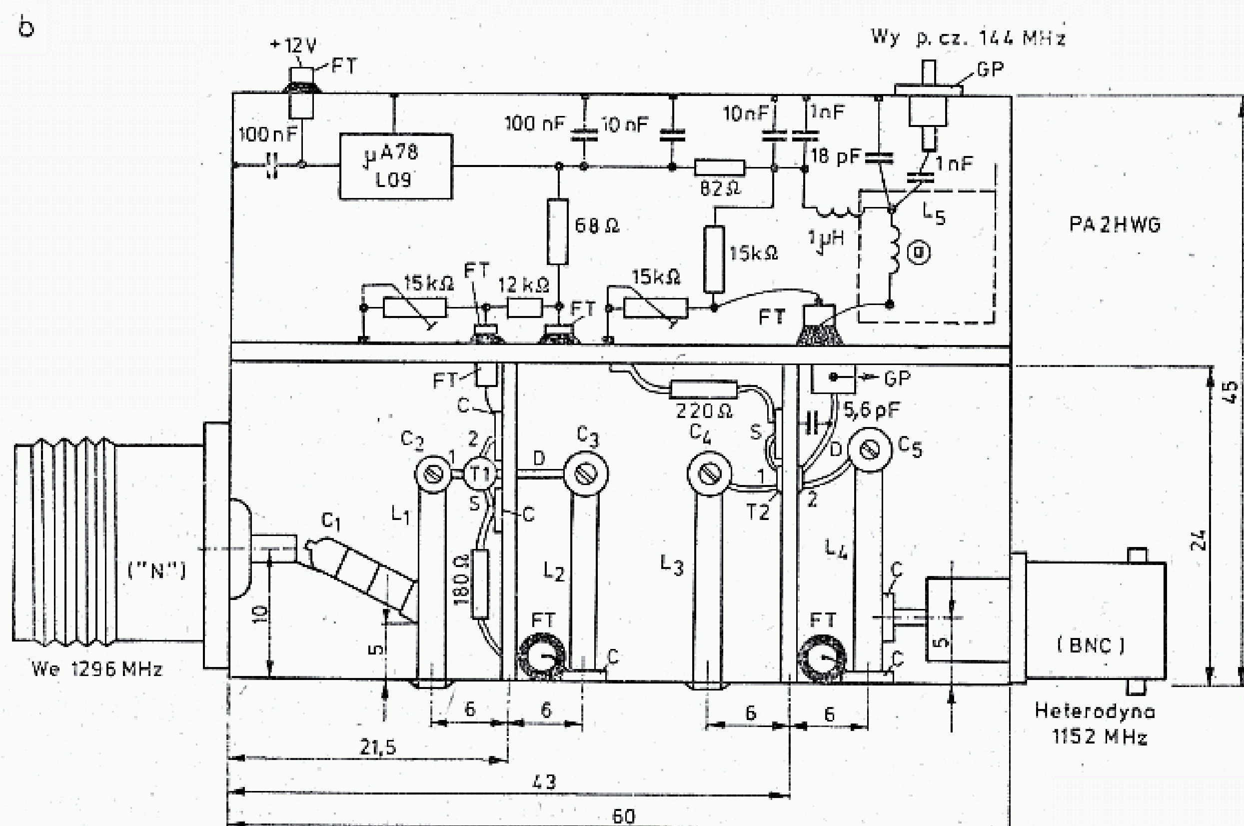
Kolejnym członem układu odbiorczego jest wzmacniacz pośredniej częstotliwości (p.cz., ang.: IF). Jego właściwości w dużym stopniu decydują o walorach odbiornika i jakości sygnału otrzymywanego po detektorze. Dobry wzmacniacz p.cz. w odbiorniku UKF SSB cechuje współczynnik szumów NF = 2 do 10 dB i wzmocnienie K = 100 do 120 dB. Automatyczna regulacja wzmocnienia (ARW) powinna mieć zakres działania dochodzący do −100 dB. Szybkość działania ARW powinna być różna przy narastaniu i maleniu sygnału wejściowego, a stałe czasowe powinny być uzależnione od rodzaju modulacji (CW, SSB). Wzmacniacz p.cz. powinien być bezwzględnie stabilny przy zmianach temperatury, nie wprowadzać zniekształceń amplitudowych i być odporny na silne impulsy (dzwonienie, blokada).

Początkowo wzmacniacze p.cz. wykonywano przy zastosowaniu tranzystorów bipolarnych. Stwarzały one trudności dołączenia ARW i miały znaczny poziom szumów przy dużej skłonności do samowzbudzenia się. Po wprowadzeniu układów kaskodowych złożonych z tranzystora w.cz. i m.cz., przeznaczonego dla AWR uzyskano znacznie lepsze parametry, lecz nadal układy były szumiące i mało stabilne.

Zastosowanie tranzystorów polowych sytuację niewiele poprawiło. Dopiero zastosowanie tranzystorów polowych w układach kaskodowych, a następnie tranzystorów typu FET dwubramkowych, będących odpowiednikiem stopnia kaskodowego, pozwoliło na wykonywanie dobrych wzmacniaczy p.cz. Obecnie na tranzystorach dwubramkowych wykonywuje się wzmacniacze p.cz. od 200 kHz aż do 144 MHz.

Dalszym krokiem są układy scalone nie wymagające kłopotliwego dobierania





5.148. Konwerter pracujący na 3SK97 dla pasm 1296 MHz, wg PA2HWG
a — schemat, b — widok układu od góry

warunków pracy każdego stopnia wzmacniacza. Mogą być one stosowane w odbiornikach KF, gdyż ich wzmocnienie 50÷70 dB jest wystarczające, natomiast w odbiornikach UKF muszą być poprzedzone dobrym, małoszumnym wzmacniaczem, takim jak pokazane na rys. 5.122, 5.118, 5.119, o wzmocnieniu 20÷30 dB, a nawet dwoma takimi stopniami.

Należy pamiętać, o tym, że wzmacniacz p.cz. występuje po filtrze wąskopasmowym, zaś dalsze stopnie są szerokopasmowe, skutkiem czego do detektora dochodzą jednocześnie wąskopasmowe szumy przekazane przez filtr kwarcowy oraz szumy szerokopasmowe pierwszych stopni p.cz. wzmocnione do wymaganego poziomu detekcji, tj. około 13 dBm. Dawniej, dla ograniczenia szumów własnych wzmacniacza p.czm, stosowano dodatkowy filtr kwarcowy, np. XF9A na wyjściu wzmacniacza p.cz., przed detektorem. Jest to rozwiązanie skuteczne, lecz drogie i dlatego obecnie zazwyczaj dąży się do uzyskania małoszumnych pierwszych stopni wzmocnienia p.cz.

W każdym układzie wzmacniaczy p.cz., szczególnie w mieszanych, tj. złożonych z tranzystorów i układów scalonych, należy dbać o to, aby ARW równomiernie oddziaływała na wzmocnienie wszystkich stopni jednocześnie. Przy doborze układu scalonego pod kątem p.cz. należy pamiętać o tym, że wiele z nich przeznaczonych jest do wzmacniania sygnałów FM i ma zaprogramowane ograniczanie amplitudy. Takie układy scalone nie nadają się do wzmacniania sygnałów SSB. Niektóre układy scalone mają charakter uniwersalny, gdyż posiadają rozdzielone obwody wzmacniaczy AM i osobno dyskryminatorów FM (tablica 5.5.1).

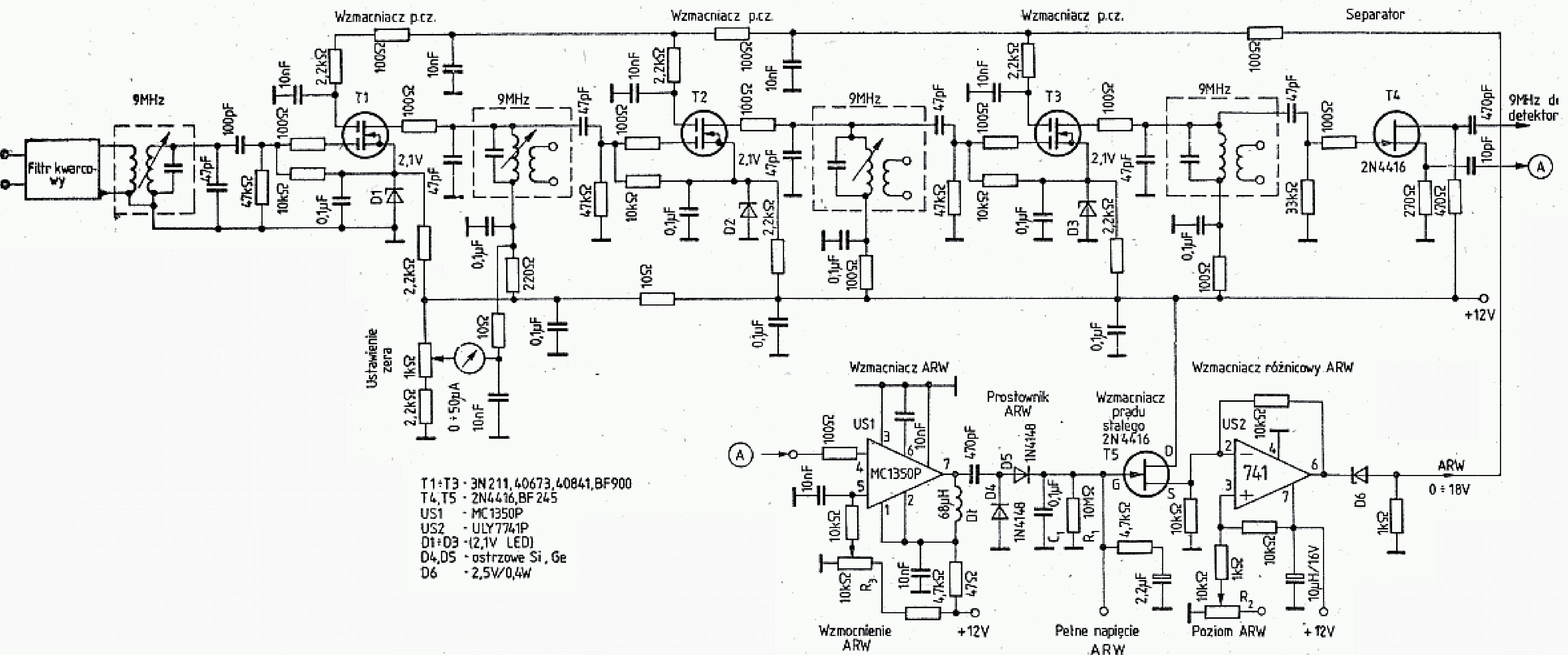
Tablica 5.5.1

Scalone wzmacniacze pośredniej częstotliwości

W torach FM:
A 220, A223D, A225D, A240D, TBA120S, TBA120U, TDA 1047, TDA 440, Ul1242, UL1244N, UL1245N, UL1200, Ul1221N, UL1231N, Ul1241, UL1201, UL 1202
W torach AM:
A244D, TCA440, UL1203, UL1111, UL1101
W torach AM+FM:
A281D, TAA981, UL1211N, Ul1213N.

W literaturze polskiej i zagranicznej znajdują się opisy i układy aplikacyjne scalonych wzmacniaczy p.cz. i dlatego nie będą one tu opisywane. Natomiast jako przykład dobrego układu z elementami dyskretnymi wybrano wzmacniacz p.cz. dla zakresów 5÷10,7 MHz, opracowany przez F6CER (Radio REF 3/80) i zbadany w laboratoriach ARRL przez AK4L i W1FB (rys. 5.149).

Całkowite wzmocnienie układu wynosi 110 dB i może być zmniejszone przez ARW do 10 dB. S-metr ma skalę liniową. W układzie zastosowano 3 tranzystory 40673 (40841). Jeśli zastąpić je tranzystorami o większym wzmocnieniu, np. 3N211, BF900, to aby układ nie wzbudzał się, należy stosować zasady montażu UKF:



5.149. Wzmacniacz p.cz. 9 MHz/100 dB, wg F6CER.

dobre połączenia z masą i krótkie przewody. Zmianę wzmocnienia o 100 dB uzyskuje się zmieniając napięcie G_2 wszystkich fetów od +6 V do −2 V.

Dla uzyskania ujemnych napięć wprowadzono do obwodu źródła diody *D1—D3*, na których występuje stały spadek napięcia wynoszący 2,1÷2,3 V. Ponieważ nie ma diod Zenera na to napięcie zastosować można tu niektóre diody LED lub szeregowo trzy diody krzemowe małej mocy. W przypadku stosowania diody Zenera 3 V zamiast diod *D1÷D3* należy dobrać odpowiedni spadek napięcia na *D6* stosując tam np. 2× BAP794 zamiast trzech diod. Za pomocą rezystancji 47 kΩ włączonych między G_1 i masę ustala się napięcie $U_{G1} = -0{,}4$ V.

Zmieniając wartości tej rezystancji zmienia się U_{G1} tak, by przy $U_{G2} = 6$ V prąd drenu I_{DSS} wynosił 10÷12 mA. Prąd ten mierzy się najwygodniej mierząc spadek napięcia na rezystancji 100 Ω w obwodzie zasilania.

Aby uniknąć oscylacji pasożytniczych w szereg z wejściami i wyjściami fetów włączone są rezystory 100 Ω tuż przy końcówce. Obwody rezonansowe w kubkach są to typowe obwody dla 10,7 MHz. Dla uzyskania rezonansów przy mniejszych p.cz. dodaje się dodatkowe kondensatory, np. dla 9 MHz dodaje się 47 pF. Wyjście z tranzystora *T3* jest separowane tranzystorem *T4*, który pracuje w układzie rozdzielacza fazowego.

Wyjście drenowe steruje, nie pokazany na rysunku, detektor, wyjście źródłowe steruje czwarty wzmacniacz p.cz. będący jednocześnie pierwszym wzmacniaczem ARW. Separator taki dobrze izoluje oba wyjścia i chroni wzmacniacz ARW przed niepożądanymi sygnałami z detektora (BFO). Wzmacniacz MĊ 1350 P daje wzmocnienie około 50 dB i może być zastąpiony krajowymi wzmacniaczami p.cz. AM. Wzmocniony sygnał p.cz. jest prostowany z podwajaniem napięcia na diodach *D4* i *D5*. Napięcie to, przyłożone do feta *T5*, przeniesione do wyjścia źródłowego steruje wzmacniaczem scalonym U_2 (ULY 7741N).

Stałą czasową ARW określa układ $C_1R_1 = 0{,}1\ \mu\text{F} \cdot 10\ \text{M}\Omega = 1$ s. Zmieniając te wartości można zmieniać stałą czasową na większą (SSB) lub mniejszą (CW). Rezystor R_2 ustala zakres zmiany napięcia ARW na wyjściu *6 US*$_2$, zaś R_3 ustala próg czułości ARW. Przyjmuje się zazwyczaj, że ARW zaczyna działać między 0,5 i 2 μV, lecz dobiera się to w zależności od wzmocnienia stopni wejściowych i poziomu szumów progowych. Całość należy tak ustawić, aby S-meter miał pełny zakres od *S1* do *S9*+40 dB i by jego skalowanie odpowiadało normom przyjętym przez IARU (tablica 4.2.2).

Wiele obszernych opisów podobnych wzmacniaczy p.cz. wraz z zespołem demodulatorów, filtrów podano w literaturze, np. [103].

Wykaz literatury do rozdziału 5

1. Chojnacki W., SP5QU: *Układy nadawcze i odbiorcze dla krótkofalowców*; WKŁ, Warszawa 1979.
2. Janulis R.: *Automatyczne nadajniki radiokomunikacyjne*; WKŁ, Warszawa 1974.
3. Jeżewski M., Szkudliński W.: *Generatory synchronizowane i ich zastosowania*; WNT, Warszawa 1981.
4. Praca zbiorowa: *Poradnik radioamatora*; WKŁ, Warszawa 1984.
5. Filipkowski A.: *Układy elektroniczne analogowe i cyfrowe*; WNT, 1978.

6. Rohde U., DJ2LR: *Evaluating Noise Sideband Performance in Oscillator*; Ham Radio 10/1978.
7. Silberstein R., W∅YBF: *Variable inductance VFO*; Ham Radio 7/1980.
8. Silberstein R., W∅YBF: *VFO tuned by cylinder and disc*; Ham Radio 2/1983.
9. Doug De Maw, W1CER: *VFO design techniques for improved stability*; Ham Radio 6/1976, s. 10—17.
10. Kollektiv Y41EL: *144 MHz Multimode Transceiver Y41ZL-81*; Funk Amateur 2/83, 3/83.
11. Hocke E., Y25TL: *Der 144/432 MHz Transceiver „H220"*; Funk Amateur 4—5/83.
12. Martin M., DJ7VY: *Rauscharmer Oszillator für ein Empfängereingangsteil mit grossem Dynamikbereich*; CQ DL 12/1976.
13. Martin M., DJ7VY: *Rauscharmer UKW Oszillator*; UKW Berichte 4/1980.
14. Franke H., DK1PN: *Rauschen von Zener Dioden in Oszillator Vervielfachenketten*; UKW Berichte 4/1976.
15. Kestler J., DK10F: *Kurzwellen Empfangskonverter*; UKW Berichte 2/76.
16. Berberich E., DL8ZX: *Ein Spectrumanalysator*; UKW Berichte 2/76.
17. Kestler J., DK10F: *FM Rundfunkempfänger mit Rasteroscillator*; UKW Berichte 4/1974, 1/75 i 2/75.
18. Hecke G., DC1QW: *Synthesizer für das 2m Band in CMOS*; UKW Berichte 1/78.
19. Harrison R., VK2ZTB: *Survey of crystal oscillators*; Ham Radio 3/76.
20. Neubig B., DK1AG: *Entwurf von Quarzoscillatoren*; UKW Berichte 1/79.
21. Klimek Cz., Madej H.: *Generatory kwarcowe*; MON, Warszawa 1966.
22. Eichel K., DC6HY: *Einfacher VHF-UHF Eichpunktgeber*; UKW Berichte 1/70.
23. Kestler J., DK10F: *Ein Transverter 145/20 MHz*; UKW Berichte 1/1980.
24. Noble F., W3MT: *Phantom coil*; Ham Radio 1/1982.
25. Gaethofs K., ON5DU: *De afstembare kristaloscillator*; Electron 6/i 7/81.
26. Berberich E., DL8ZX: *Ein 70 cm Sender mit gezogenem Quarzoszillator*; UKW Berichte 4/1970.
27. Schopf K., DB3TB: *Gezogene Quarzen für 2m Transceiver*; UKW Berichte 3/81
28. Otto G., DC6HL: *Quarzoszillator mit einem Ziehbereich von ca. 200 kHz im 2 m Band*; UKW Berichte 2/1983.
29. Noble F., W3MT: *A Variable Frequency Crystal Oscillator*; QST 3/1981.
30. Görl R., DL1XX: *Quarziszillator klasse* 10^{-8}; UKW Berichte 3/74.
30a. Schad T., DJ8ES: *Temperaturkompensated Oszillator*; UKW Berichte 2/72.
31. Plötz M,m DL7YC: *A high precision frequency standard*; DUBUS 1/1977.
32. Mathieson P.: *Simple Crystal Oven*; Ham Radio 4/1976.
33. DL7HG: VHF-UHF Freq. *Multiplic. with Different. Amplif.*; DUBUS 1/1975.
34. Brandt H., DJ1ZB: *Selektive Vervielfacher*; UKW Berichte 4/1976.
35. Brumm P., DL7HG: *Experiences with frequency doublers*; DUBUS 3/79.
35a. Brumm P., DL7HG: *23 cm Double Converter*; DUBS 4/1979.
36. Neie C., DL7QY: *1152 MHz base oscillator*; DUBUS 2/1976.
37. RSGB Microwave Committee: *A high-quality UHF source for microwave application*; Radio Communication 10/1981.
38. PA∅LPE: *Low cost 23 cm Linear Transverter*; DUBUS 1/1985.
39. Bieńkowski Z., SP6LB: *Waraktorowe powielacze częstotliwości*; Radioamator i Krótkofalowiec 8, 9/68
40. Shurmer H.: *Mikrofalowe przyrządy półprzewodnikowe*; MON, Warszawa 1971.
41. Thomas H.: *Techniki i urządzenia mikrofalowe*; WNT, Warszawa 1978.
42. Klamka J.: *Mikrofalowe przyrządy półprzewodnikowe*; WNT, Warszawa 1982.
43. Praca zbiorowa pod red. Rosińskiego W.: *Mikrofalowa elektronika półprzewodnikowa*; PWN, Warszawa 1982.
44. Fleckner H., DC8UG: *Dioden in Frequenzvervielfach*; UKW Berichte 1/78.
45. Fleckner H., DC8UG: *SHF Varaktor Aufwärtsmischer*; UKW Berichte 1, 2/77.
46. Golde W., Śliwa L.: *Wzmacniacze operacyjne i ich zastosowania*; WNT, Warszawa 1982.

47. Rohde U., DJ2LR: *Modern design of frequency synthesizers*; Ham Radio 7/76.
47a. Marhall B., WB6FOC: *Phsae-locked-loops*; Ham Radio 7/78.
47b. Bryant J., G4CLF: *Design of the digital components of VHF and UHF synthesizers*; Ham Radio 7/82.
47c. Olson H., W6GXN: *FM detectors*; Ham Radio 6/76.
48. Pawłowski J.: *Nieliniowe układy analogowe*; WKŁ, Warszawa, 1979.
49. Anderson L.: *Inside a phase frequency detector*; Ham Radio 9/1982.
50. Craig Corsetto WA60AA: *RF synthesizers*; Ham Radio 8/83.
51. Wołoszczuk J., SP7BJI: *Syntezer częstotliwości z fazową pętlą*; Radioamator i Krótkofalowiec 1/83.
52. Kestler J., DK10F: *Analyser Oszillator für 2m Band*; UKW Berichte 4/73.
53. Pulice J., WB2CPA: *Direct output 2-m synthesizer*; Ham Radio 8/1977.
54. Foot N., WA9HUV: *Digitally programmable high-frequency communications receiver*; Ham Radio 10/1978.
55. Zahn J., DD1FW: *CMOS synthesizer FM 144a*; CQ DL 1/1980.
56. Petit R., W7GHM: *Frequency synthesized local oscillator system*; Ham Radio 10/1978.
57. Earnshaw L.: *Basic of the digital VFO*; Ham Radio 11/1978.
58. Helfrick A., K2BLA: *The universal synthesizer*; QST 9/81.
59. Helfrick A., K2BLA: *2-meter Transmitter*; QST 9/1980.
60. Rohde U. DJ2LR: *The frequency counter as a synthesizer*; Ham Radio 9/77.
61. Chat Opal K3CU: *Rotary dial mechanism for digitally tuned transceivers*; Ham Radio 7/1980.
62. Eubanks C., N3CA: *A rotary dial and encoder for digital tuning*; Ham Radio 12/1982.
63. Korinek J., OK1MSR: *Digiitalni stabilizace kmitoctu*; Am. Radio 2/1980.
64. Spaargaren K., PA∅KSB: *Drift correction circuits for free running oscillators*; Ham Radio 12/1977.
65. Teubel M., Y28169: *Eine einfache DAFC Schaltung*; Funk Amateur 5/1981.
66. Easton R., K6EHV: *AFC circuits for VFO's*; Ham Radio 6/1979.
67. Barthels E., Y22UL: *Erfahrungen mit DAFC*; Funkamateur 5/1980.
68. Neil P., AA7M: *Very simple synthesizes system*; Ham Radio 7/1979.
69. Rohde U., DJ2LR: *Performance of active mixers*; Ham Radio 3, 4/1982.
70. Rohde U., DJ2LR: *High dynamic range receiver*; Ham Radio 10/1975.
71. Shuch P., WA6UAM: *Double balanced mixers 1296 MHz*; Ham Radio 7/1975.
72. Kestler J., DK10F: *Anpass-schaltung für Dioden Ringmischer*; UKW Berichte 4/75
73. Kestler J., DK10F: *Ein Transverter 144/28 MHz*; UKW Berichte 1/80.
74. Martin M., DJ7VY: *Improved receiver design*; Microwaves 8/82.
75. Doug De Maw, W1FB: *Mixers for high dynamic range*; QST 1/81.
76. Flor W., OE1LO: *FET Doppelgegentaktmischer*; CQ DL 2 i 11/1981.
77. Dahms J., DC∅DA: *Fingerfilter Konwerter in GHz Bereich*; UKW Ber. 4/1977.
78. Shuch P., WA6UAM: *SSB transceiver for 1296 MHz*; Ham Radio 9/74.
79. Wade P., WA2ZZF: *Balanced mixer for 1296 MHz*; QST 9/73.
80. Wade P., WA2ZZF: *Balanced mixer for 2304 MHz*; Ham Radio 10/75.
81. Shuch P., WA6UAM: *Ratrace mixer for 1296 MHz*; Ham Radio 7/1977.
82. Lubbe B., DJ5XA: *Empfangskonverter für das 24 cm Band mit Schottky Dioden Mischer*; UKW Berichte 4/1975.
83. Beckmann U., DF8QK: *Oszillator für 1296 MHz*; UKW Berichte 1/1978.
84. Fleckner H., DC8UG: *SHF Varaktor Aufwärtsmischer*; UKW Berichte 1, 2/77.
85. OK1DAP: *SSB na UHF pasmech*; Radioam. Zpravodaj 11—12/74.
86. Dietrich J., WA∅RDX: *Twin diode mixers*; Ham Radio 10/78.
87. Beckmann U., DF8QK: *Sende Umsetzer 28/1296 MHz*; UKW Berichte 3/77.
88. Krauss G., WA2GPF: *VHF preamplifiers*; Ham Radio 12/1979.
89. Krauss G., WA2GPF: *LN preample for 1296 MHz*; QST 6/1982.
90. Shuch P., WA6UAM: *Solid state microwave amplifier*; Ham Radio 10/76.

91. Vatt G., KBØO: *Computer-aided preamplifier design*; Ham Radio 10/82.
92. Prode M., K1RX: *Preamplifier for Oscar 8*; Ham Radio 6/78.
93. Shuch P., WA6UAM: *Microstripline preamplifier for 1296 MHz*;
94. Shuch P., WA6UAM: *Low cost 1296 MHz preamplifier*; Ham Radio 10/75.
95. Martin M., DJ7VY: *Neuartige Vorverstärker*; UKW Berichte 4/77.
96. Martin M., DJ7VY: *Modernes Eingangsteil*; UKW Berichte 2/1978.
97. Lass M., DJ3VY: *Modernes Eingangsteil*; UKW Berichte 1/1980.
98. Reisert J., W1JAA: *Low noise preamplifier*; Ham Radio 10/75.
99. Bunnell D.: *Application of Microwave GaAsFET's*; DUBUS 2, 3/1983.
100. Sando S. JH1BRY: *GaAsFET preamplifier*; Ham Radio 11/79 i 4/78.
101. Gannaway J., G3YGF: *Rauschzahl Messung*; UKW Berichte 2/1982.
102. Gannaway J., G3YGF: *The effects of preamplifier on receiver*; Radio Communication 12/81.
103. Krug F., DJ3RV: *Vielseitige ZF-teil*; UKW Berichte 2, 4/81, 1—4/82.
104. Shuch P., WA6UAM: *Interstage 50 ohm terminator*; Ham Radio 2/77.
105. Shuch P., N6TX: *UHF local oscillator chain*; Ham Radio 7/79.
106. Berberich E., DL6ZX: *Spectrum Analysator UHF*; UKW Berichte 3/80 i 12/82.
107. Corsetto C., WA60AA: *RF synthesizers*; Ham Radio 8/83.

6

URZĄDZENIA NADAWCZE

Urządzenia nadawcze wykonywane są bądź to jako oddzielnie działające nadajniki, bądź też stanowią część urządzenia nadawczo-odbiorczego — transiwera. W zakresie UKF i MKF często stosowane są transwertery, które rozszerzają możliwości pracy nadawczej i odbiorczej transiwera na wyższe pasma UKF i MKF. W niniejszym rozdziale podano przykłady wzmacniaczy mocy oraz fragmenty urządzeń transiwerowych i transwerterowych. Zasady konstrukcyjne wielu z tych urządzeń są podobne dla zakresu częstotliwości od 50 MHz do 3 GHz i mogą być wykorzystywane także w pasmach innych, niż podano w konkretnym opisie.

Przy opisie konkretnych układów zwrócono uwagę na pewne, ważne szczegóły lub na nowe sprawy. Uwagi te, choć mogą mieć zastosowanie także i w innych układach, nie są powtarzane. Dlatego Czytelnik po zapoznaniu się z całą grupą tematyczną sam powinien zadecydować o sposobie opracowania własnej konstrukcji. Dotyczy to przede wszystkim wykonania obudowy, ekranowania, chłodzenia, montażu, strojenia i ustawiania punktów pracy.

W kilku przypadkach podano rysunki płytek i rozmieszczenie części, przy czym podano wymiary płytek. W praktyce obraz druku i rozkład elementów należy traktować jako wskazówkę i przy ostatecznym opracowaniu układu dopasować je do dysponowanych elementów. Do podanych opisów i schematów należy podchodzić z pewną dozą ostrożności, gdyż w czasie ich opracowywania i przygotowywania do druku mogą wystąpić przekłamania, trudne do wykrycia nawet przy bardzo starannej korekcie.

6.1 Wzmacniacze mocy

6.1.1 Wprowadzenie

W poprzednim rozdziale (5) opisano sposób formowania sygnału sterującego w torze nadawczym. Sygnał ten jest następnie wzmacniany do żądanego poziomu we wzmacniaczach mocy (ang.: *Power Amplifier* — PA).

Wzmaniacze mocy mogą pracować w klasie C i wtedy nadają się tylko do wzmacniania sygnałów FM i CW. Sprawność wzmacniaczy w klasie C jest większa niż wzmacniaczy pracujących w klasie B i AB, przeznaczonych do wzmacniania sygnałów SSB i AM, nazywanych wzmacniaczami liniowymi.

Przy emisji FM wzmacniacz cały czas pracuje przy pełnej mocy. Określa to warunki chłodzenia, które muszą być najintensywniejsze. Przy pracy CW i nadawaniu tylko kresek, średnia moc fali nośnej wynosi 75%, a przy nadawaniu samych kropek tylko 50%. Wzmacniacz SSB ma moc szczytową (PEP) równą mocy fali nośnej przy FM, a nawet może ją nieco przekraczać, zaś moc średnia zależy od treści modulacji i zazwyczaj nie przekracza 50% mocy maksymalnej. Podana analiza dotyczy zarówno mocy pobranej z zasilacza, mocy oddanej, jak i mocy strat.

Współczesne urządzenia nadawcze (transiwerowe) można następująco sklasyfikować według oddawanej mocy:

— 1÷3 W — urządzenia przenośne, przewoźne z autonomicznym zasilaniem,
— 10÷25 W — urządzenia przewoźne, zasilane najczęściej z akumulatora napięciem 12 V lub 13,8 V, jakie występuje przy doładowywaniu baterii w czasie jazdy. Mogą być one także zasilane z sieci za pośrednictwem oddzielnego zasilacza. Mają często możliwość ograniczania mocy do 1 W;
— 50÷250 W — urządzenia stacjonarne, zasilane z sieci, stanowiące jedną całość lub złożone z właściwego transiwera UKF i dodatkowego wzmacniacza mocy;
— 250÷750 W — wyłącznie z dodatkowym wzmacniaczem mocy.

Urządzenia przenośne i większość przewoźnych budowane są obecnie wyłącznie jako tranzystorowe. W pasmie 144 MHz spotyka się także coraz częściej nadajniki tranzystorowe FM o mocach do 100 W. W urządzeniach stacjonarnych UKF, przy mocach ponad 50 W (10 W) liniowe stopnie końcowe obsadzane są najczęściej lampami, gdyż mają one większe wzmocnienie na stopień, łatwiejsze są do linearyzacji i znacznie mniej zagrożone zniszczeniem w czasie eksperymentów lub przy zakłóceniach w obciążeniu (zwarcie lub przerwa w kablu lub antenie). Na przykład liniowy wzmacniacz mocy tranzystorowy, ze względu na mniejsze wzmocnienie mocy ma następujący łańcuch wzmacniaczy: 0,1 W — 1 W — 10 W — 30 W — 100 W, łącznie 141 W, co przy sprawności 50% wymaga zasilania mocą 280 W (20 A przy 13,8 V).

Tę samą moc można uzyskać w dwustopniowym wzmacniaczu lampowym, zbudowanym na lampach QQE 03/12+QQE 06/40, który pobiera moc 200 W wysokiego napięcia i 16,5 W na żarzenie. Bezsprzeczną zaletą urządzeń tranzystorowych jest natychmiastowa gotowość do pracy po włączeniu i możliwość wyłączania przy przejściu na odbiór, zaś lampy muszą mieć na stałe włączone żarzenie, co przy terenowej pracy z akumulatorem stanowi istotny problem.

6.1.2 Tranzystory mocy

Najmniejsze problemy występują gdy tranzystor wzmacnia tylko sygnały FM. Ma on ustalone warunki pracy, tak dobrane, aby moc tracona była mniejsza od dopuszczalnej. Napięcie zasilania U_{cc} może być bliskie napięciu przebicia, pod warunkiem stałego obciążenia. Wzmacniacz pracuje w klasie C uzyskując dużą spraw-

ność, zaś nieliniowość charakterystyki jest mało istotna. Maksymalną moc fali nośnej, jaką może oddać tranzystor, określa się z zależności:

$$P_0 = \frac{U_c - U_{c\,min}}{4} \cdot I_{c\,max} \tag{6.1}$$

gdzie:

U_c — napięcie robocze na kolektorze (U_{CE} lub U_{CB}),
$U_{c\,min}$ — minimalne napięcie kolektora przy $I_{c\,max}$,
$I_{c\,max}$ — maksymalny prąd kolektora, nie większy od dopuszczalnego dla danej częstotliwości.

Tranzystor oddaje taką moc, jeśli jest obciążony dopasowaną rezystancją obciążenia, tj. o wartości:

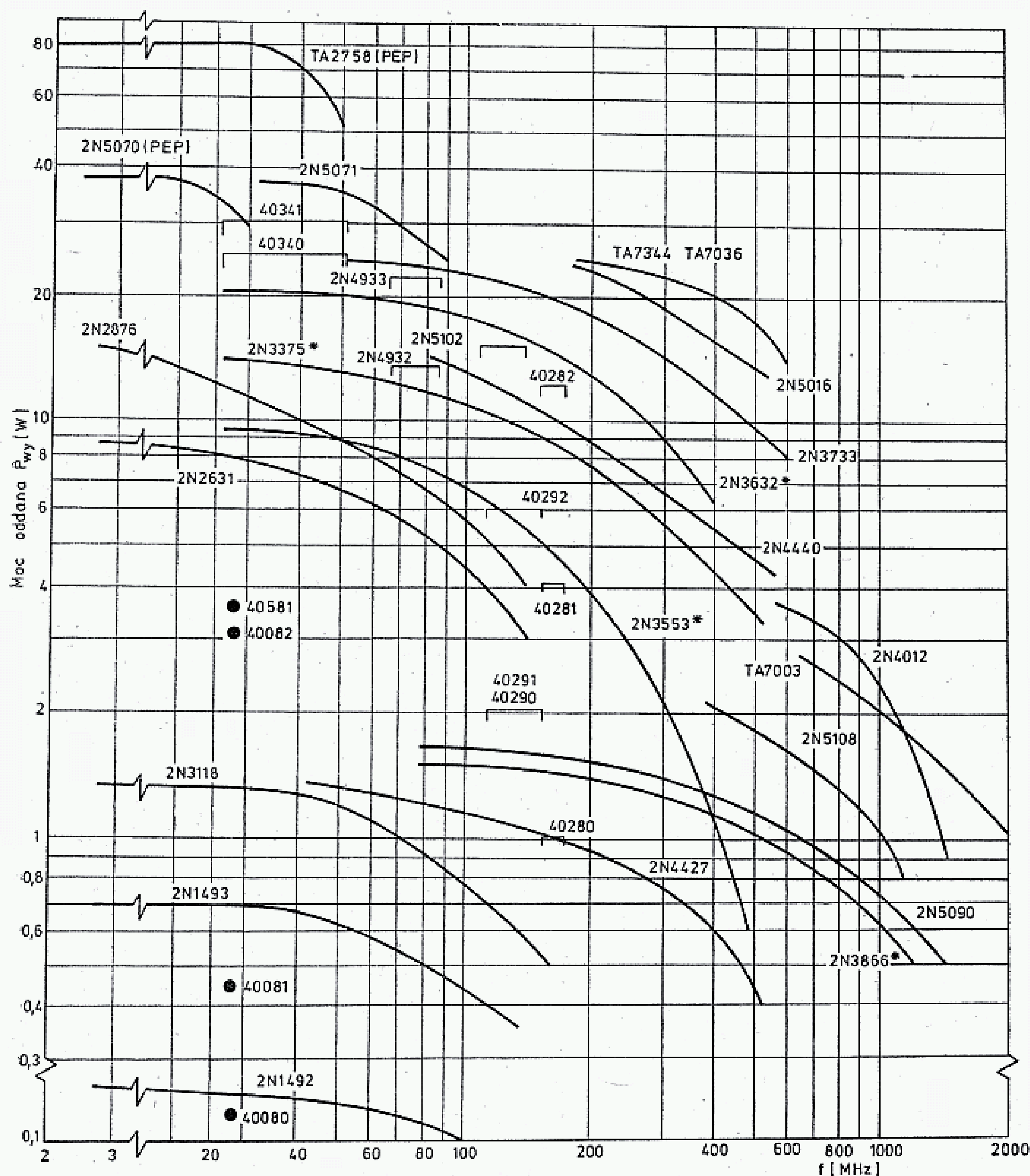
$$R_L = \frac{2(U_c - U_{c\,min})}{I_{c\,max}} = \frac{(U_c - U_{c\,min})^2}{2P_0} \tag{6.2}$$

Na rysunku 6.1 pokazano zależność mocy w.cz. od częstotliwości dla tranzystorów UKF typu *overlay*, a w tablicy 6.1.1 (na końcu książki) zestawiono podstawowe parametry częściej spotykanych tranzystorów mocy UKF. W tablicy tej tranzystory przewidziane do pracy w układach FM oznaczono literą F, zaś nadające się do wzmacniaczy liniowych literą A. Wiele tranzystorów mocy nie nadaje się do wzmacniania sygnałów SSB, a niektóre tylko pod warunkiem ograniczenia mocy, by zmieścić się na względnie liniowym odcinku charakterystyki.

Przykład: tranzystor 2N3632 jako wzmacniacz mocy FM i CW w klasie C przy $U_c = 28$ V może być obciążony prądem $I_{c\,max} = 2$ A, zaś $U_{c\,min} = 4$ V. Może on wtedy oddać moc $P_0 = \frac{28-4}{4} \cdot 2 = 12$ W przy obciążeniu $R_L = \frac{2(28-4)}{2} = 24\ \Omega$. W tych warunkach jego wzmocnienie wynosi $G = 5{,}9$ dB $\mathrel{\widehat{=}}$ 3,9, a więc do wysterowania potrzebna jest co najmniej moc 3,1 W. Jego rezystancja wejściowa wynosi około 5Ω. Sprawność wzmacniacza wynosi 70% (klasa C), a więc moc strat wynosi 3,6 W i tyle mocy musi być odprowadzone przez radiator.

Przy projektowaniu wzmacniaczy mocy należy brać pod uwagę zależność wzmocnienia tranzystora od częstotliwości. Wzmocnienie tranzystora w pobliżu częstotliwości f_T spada do 1, przy nominalnej częstotliwości roboczej UKF wynosi $6 \div 12$ dB, zaś ten sam tranzystor na zakresach KF ma wzmocnienie do 20 dB i więcej. Powoduje to skłonność układów do wzbudzania się na częstotliwościach pasożytniczych w zakresie KF. Stwarza to zagrożenie bezpowrotnego zniszczenia tranzystora w ciągu kilku milisekund na skutek przeciążenia prądowego lub przepięcia, gdyż przy mniejszych częstotliwościach napięcie przebicia tranzystora jest mniejsze. Zapobiega się temu dobierając odpowiednie wartości indukcyjności dławików w obwodzie kolektora i bazy.

Zasadą jest, że oba dławiki mają tak małą indukcyjność, by dla KF stanowiły prawie zwarcie do masy. Aby uniknąć wzbudzenia się tranzystora w układzie Kuhna-Hutha dławik kolektorowy powinien mieć znacznie mniejszą indukcyjność niż dławik bazowy, przy czym dławik bazowy często robi się znacznie stratny przez nałożenie perełki ferrytowej (FB) lub nawijając go na ferryt. Przy pracy CW i SSB



6.1. Parametry tranzystorów typu *overlay* w zależności od częstotliwości

złącza tranzystorowe podlegają udarom prądowym, a więc i termicznym. W niektórych typach tranzystorów, np. 2N3632 powoduje to sukcesywną destrukcję złącza metal-półprzewodnik, a w końcu „wypalenie się" tranzystora. Termiczna stała czasowa większości złącz tranzystorowych jest tak mała, że reagują one jeszcze na udary termiczne przy 12 kHz i przy pracy SSB wewnętrzne wyprowadzenia mogą ulegać stopniowej degradacji.

6.1.3 Dopasowanie obciążenia

Małe wartości rezystancji i reaktancji wejściowej i wyjściowej tranzystora sprawiają trudności w dopasowaniu do znormalizowanych wartości impedancji wejścia i wyjścia układu, wynoszących 50 Ω lub 70 Ω, a także w dopasowaniu między stopniami.

Trudności te są większe niż w układach lampowych, zaś dobre dopasowanie jest ważniejsze niż w układach lampowych. Przy braku dopasowania może wystąpić przepięcie rezonansowe i przebicie złącza kolektorowego. Niedopasowane obwody nie przenoszą maksymalnej mocy, co przejawia się zmniejszeniem wzmocnienia stopnia i powstaniem dodatkowych strat.

Przykład: tranzystor 2N3632 jest zasilany napięciem $U_{cc} = 28$ V przez obwód LC. Jeśli obwód ten nie będzie obciążony to, przy wysterowaniu tego tranzystora do stanu nasycenia (klasa C) na obwodzie LC wytworzy się SEM = 24 V i maksymalna chwilowa wartość napięcia na kolektorze wyniesie 24+28 = 52 V, co jest większe od dopuszczalnej wartości $U_{cc0} = 40$ V.

Dalej podano niektóre praktyczne metody obliczania elementów dopasowania.

W pasmie 144 MHz dopasowanie przeprowadza się prawie wyłącznie stosując dyskretne elementy L i C, w pasmie 432 MHz stosuje się także linie paskowe, zaś w pasmach MKF stosuje się wyłącznie linie paskowe lub obwody wnękowe.

W katalogach tranzystorów podawane są wartości liczbowe parametrów wejściowych i wyjściowych tranzystorów dla określonych częstotliwości, zaś w obszerniejszych katalogach zamieszczane są charakterystaki w postaci wykresów Smitha (np. rys. 5.143a). W katalogach podaje się albo impedancję Z utworzoną z szeregowo połączonych rezystancji R i reaktancji X, czyli $Z = R+jX$, albo admitancję Y utworzoną z równoległego połączenia konduktancji G i susceptancji B, czyli $Y = G+jB$. Często potrzebne jest przejście z jednej postaci do drugiej i wtedy można posłużyć się następującymi zależnościami (rys. 6.2):

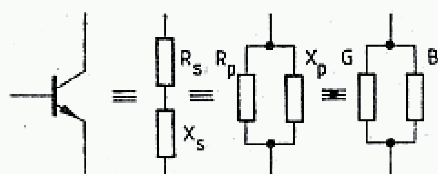
$$Z = R_s+jX_s, \quad Y = G+jB \tag{6.3a}$$

$$Y = \frac{1}{Z} \quad R_p = \frac{1}{G} \quad X_p = \frac{-1}{B} \tag{6.3b}$$

oraz:

$$R_s = \frac{R_p X_p^2}{R_p^2+X_p^2}, \quad X_s = \frac{R_p^2 X_p}{R_p^2+X_p^2} \tag{6.3c}$$

$$R_p = \frac{R_s^2+X_s^2}{R_s}, \quad X_p = \frac{R_s^2+X_s^2}{X_s} \tag{6.3d}$$



6.2. Przekształcenie impedancji w układzie szeregowym na układ równoległy i na admitancję

Przy reaktancji pojemnościowej jX jest ujemne, zaś jB dodatnie, dla indukcyjnej jest przeciwnie, tj. jX jest dodatnie, a jB ujemne. Jeśli X_s jest reaktancją pojemnościową, to X_p jest także pojemnościową i podobnie jest z indukcyjnościami. Dla dopasowania obciążenia stosuje się ogniwa L lub π, które transformują rezystancję i kompensują reaktancję dołączonych obwodów.

Tranzystory bipolarne mają bardzo małą rezystancję wejściową R_i, rzędu $1 \div 5\ \Omega$, wymagają więc zastosowania układu obniżającego rezastancję R_1 linii lub

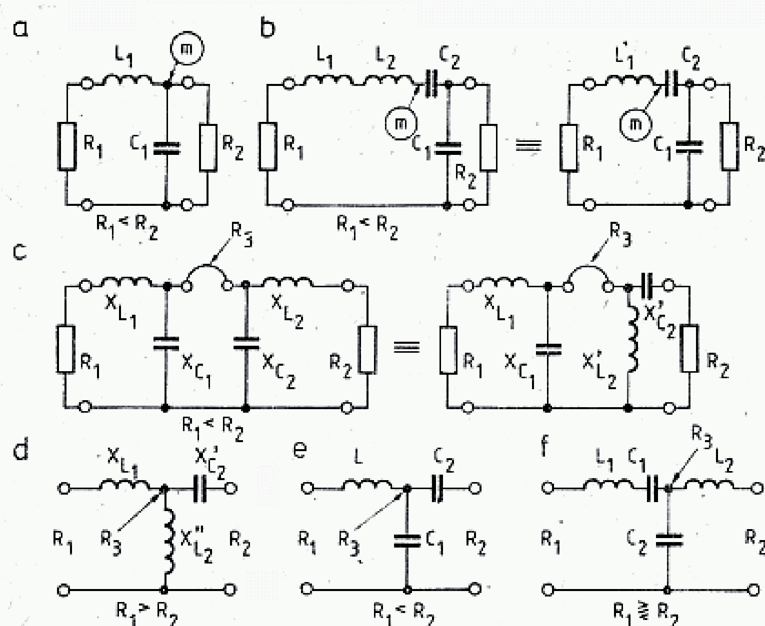
stopnia poprzedniego do małej wartości R_i. Wyjścia tranzystorów mają rezystancję R_0 w pobliżu $10 \div 30\ \Omega$ i jeśli mają sterować następny tranzystor, to stosuje się transformację obniżającą, zaś jeśli łączy się je z linią $50\ \Omega$ lub $70\ \Omega$, to wymagają transformacji zwiększającej rezystancję.

Dobroć obwodu obciążonego Q powinna wynosić $5 \div 12$. Przy małej dobroci selektywność jest mała, lecz sprawność jest duża, przy dużej dobroci tłumienie harmonicznych jest większe, lecz sprawność obwodu jest mniejsza. Sprawę tę szczegółowo wyjaśniono w rozdziale 3.6.6. Jeśli potrzebna jest większa selektywność, szczególnie na wyjściu PA, to stosuje się ogniwa podwójne π lub $L-\pi$, które najpierw transformują małą rezystancję R_1 na dużą pośrednią R_3 i następnie z R_3 na mniejszą R_2. W tych przypadkach stosuje się filtry dolnoprzepustowe z szeregową indukcyjnością X_s i równoległą pojemnością X_p.

Transformację można uzyskać także w filtrach górnoprzepustowych z szeregową pojemnością i równoległą indukcyjnością, lecz stosowane są one rzadziej, gdyż nie tłumią wyższych harmonicznych.

Na rysunku 6.3a pokazano podstawowe ogniwo typu L, w którym, znając wartości rezystancji źródła R_1 i obciążenia R_2, przy czym $R_2 > R_1$, oblicza się pozostałe elementy. Najpierw dobroć obwodu obciążonego:

$$Q_1 = \sqrt{\frac{R_2}{R_1} - 1} \tag{6.4a}$$



6.3. Układy dopasowujące rezystancję R_1 do R_2

następnie reaktancję cewki:

$$X_{L1} = Q_1 R_1 \tag{6.4b}$$

i kondensatora

$$X_{C1} = \frac{R_2}{Q_1} = \frac{R_1^2 + X_{L1}^2}{X_{L1}} \tag{6.4c}$$

Odpowiadające im wartości indukcyjności i pojemności oblicza się za pomocą wzoru (3.3) lub z rys. 3.1. Największe napięcie indukuje się w punkcie m obwodu.

Aby uzyskać większą selektywność można w gałęzi wzdłużnej włączyć dodatkowy obwód szeregowy L_2C_2, dostrojony do częstotliwości roboczej f_0 (rys. 6.3b). Obie indukcyjności L_1 i L_2 można zastąpić jedną indukcyjnością L'_1. Największe napięcie powstaje w punkcie m, położonym w gałęzi wzdłużnej przy C_2. Wartości elementów (dla $R_1 < R_2$) oblicza się z zależności:

$$X_{C2} = QR_1 \qquad (6.5a)$$

$$X'_{L1} = X_{C2} + \frac{R_1 R_2}{X_{C1}} \qquad (6.5b)$$

$$X_{C1} = R_2 \sqrt{\frac{R_1}{R_2 - R_1}} \qquad (6.5c)$$

Większą selektywność można otrzymać łącząc szeregowo dwa ogniwa L, przy czym jedno transformuje R_1 na R_3 (wzory 6.4), gdzie R_3 przyjmuje wartości około 1000 Ω, a drugie transformuje R_3 na R_2 (rys. 6.3c). Dobroć pierwszego ogniwa wynosi Q_1, drugiego Q_2. Zastępując kondensatory C_1 i C_2 jednym C_3 otrzymuje się ogniwo typu T. Taki układ jest jednak rzadko stosowany. Na zasadzie inwersji reaktancji X_{C2} można zastąpić przez X'_{L2} oraz X_{L2} przez X'_{C2}. Gdy $R_1 = R_2$, to X_{C1} i X'_{L2} tworzą rezonans równoległy, a X_{L1} i X'_{C2} szeregowy. Gdy $R_1 > R_2$, to dla uzyskania właściwej transformacji gałąź poprzeczna musi mieć charakter indukcyjny (X''_{L2}) (rys. 6.3d), zaś gdy $R_1 < R_2$, to musi mieć charakter pojemnościowy. Przyjmując oznaczenia jak na rys. 6.3e wartości elementów oblicza się z zależności:

$$X_L = R_1 Q_1 \qquad (6.6a)$$

$$R_3 = R_1(Q_1^2 + 1) \qquad (6.6b)$$

$$Q_2 = \sqrt{\frac{R_3}{R_2} - 1} \qquad (6.6c)$$

$$X_{C2} = R_2 \cdot Q_2 \qquad (6.6d)$$

$$X_{C1} = \frac{R_3}{Q_1 - Q_2} \qquad (6.6e)$$

Gdy R_1 niewiele różni się od R_2, to jest gdy jest ona nieco większa, równa lub nieco mniejsza od R_2, to można zastosować selektywny obwód dwuogniwowy o dobrociach Q_1 i Q_2, tłumiący harmoniczne w układzie jak na rys. 6.3. Jego elementy oblicza się z zależności:

$$C_2 = C_A + C_B \qquad (6.7a)$$

$$R_3 = R_2(1 + Q_2^2) \qquad (6.7b)$$

$$X_{CA} = R_3 \sqrt{\frac{R_1}{R_3 - R_1}} \qquad (6.7c)$$

$$X_{L2} = Q_2 R_2 \qquad (6.7d)$$

$$X_{CB} = \frac{R_2^2 + X_{LC}^2}{X_{L2}} \qquad (6.7e)$$

$$X_{C1} = Q_1 R_1 \tag{6.7f}$$

$$X_{L1} = X_{C1} + \frac{R_1 R_3}{X_{CA}} \tag{6.7g}$$

Pokazane na rys. 6.3 obwody bierne tworzą czwórniki dwukierunkowe i przy odwrotnym ich podłączeniu dokonują transformacji w odwrotnym stosunku.

6.1.4 Typowy stopień wzmacniacza mocy

Na rysunku 6.4 pokazano typowy obwód wzmacniacza mocy UKF. Obwód wejściowy powinien dopasowywać znormowaną impedancję wejściową linii 50 Ω (70 Ω) lub impedancję wyjściową stopnia poprzedzającego do impedancji wejściowej tranzystora $Z_i = R_i + jX_i$.

Wartość R_i odpowiada wartości R_1 we wzorze (6.6b). Obliczoną wartośy L_1 należy zmniejszyć o wartość X_i, gdy wejście tranzystora ma charakter indukcyjnć lub powiększyć o X_i, jeśli impedancja wejściowa jest pojemnościowa (jX_i jest ujemna). Często zdarza się, że w tranzystorach dużej mocy przy małej impedancji wejściowej pojedynczy obwód nie spełni zadania przy umiarkowanej dobroci Q. Wtedy dołącza się kondensator bezpośrednio między bazę i emiter, co wraz z indukcyjnością końcówek tranzystorów tworzy obwód typu L, podnoszący impedancję wejściową do większych wartości. W zakresie UKF, gdy X_i jest duże w porównaniu z R_i, to różnica $X_{L1} - X_i$ może dać niepraktycznie małe wartości L_1 i wtedy także stosuje się bezpośrednio dołączenie kondensatora między emiter i bazę, tworząc ogniwo L. Pojemność ta przyczynia się także do stabilizacji układu.

Obwód wyjściowy jest potrzebny dla dopasowania obliczonej wartości rezystancji R_a do rezystancji obciążenia $R_l = 50\ \Omega$ (70 Ω). L_3 powinno być w rezonansie z równoległą pojemnością wyjściową tranzystora C_{22}, otrzymaną z danych katalogowych, tj. $L_3 = 1/(2\pi f)^2 \cdot C_{22}$. Wartość L_3 nie jest krytyczna, gdyż dobroć obciążonego obwodu L_3C_{22} jest bardzo mała. Przyjmując małe wartości L_3 uzyskuje się większą stabilność całego układu. Wartości L_4, C_3 i C_4 oblicza się ze wzorów podanych dla układów z rys. 6.3.

Przykład: Tranzystor BLY89A pracuje jako wzmacniacz FM w pasmie 144 MHz z mocą 25 W w układzie z rys. 6.4 i ma na wejściu i wyjściu układu impedancje 50 Ω. Napięcie zasilania $U_{cc} = 12{,}5$ V. Z danych katalogowych otrzymuje się $Z_i = 1{,}7 + j1{,}4\ \Omega$, $C_{22} = 65$ pF, $U_c = 12{,}5$ V, $U_{c\,min} = 1{,}5$ V stąd wg (6.2) $R_a = 2{,}4\ \Omega$. Przyjęto dobroć obwodu wejściowego i wyjściowego równą $Q = 10$. Dla dopasowania $R_a = 2{,}4\ \Omega$ do $R_L = 50\ \Omega$ w układzie 6.3b wzory 6.5 otrzymuje się, przy oznaczeniach z rys. 6.4: $X_{C3} = Q \cdot R_a = 24\ \Omega$; $X_{C4} = R_L \sqrt{\frac{R_a}{R_L - R_a}} = 11{,}2\ \Omega$ oraz $X_{L4} = X_{C3} + \frac{R_L \cdot R_a}{X_{C4}} = 34{,}7\ \Omega$. Natomiast L_3 musi być w rezonansie z $C_{22} = 65$ pF przy 144 MHz czyli $X_{L3} = 17\ \Omega$. W obwodzie wejściowym trzeba dopasować rezystancję 50 Ω do impedancji 1,7+j 1,4 Ω, co odpowiada szeregowej rezystancji $R_i = 1{,}7\ \Omega$ i reaktancji indukcyjnej $X_i = 1{,}4\ \Omega$. Stosując układ z rys. 6.3 e i wzory (6.6) przy oznaczeniach z rys. 6.4 otrzymuje się dla dopasowania 1,7 Ω do 50Ω: $X'_{L1} = R_i \cdot Q = 17\ \Omega$; $R_3 = R_i(Q^2+1) = 171{,}7\ \Omega$, $Q_2 = \sqrt{\frac{R_3}{R_L} - 1} = 1{,}56$; $X_{C1} = R_L \cdot Q_2 = 78\ \Omega$ i $X_{C1} = R_3/(Q_1 - Q_2) = 20{,}3\ \Omega$. Indukcyjność wejściową X_i należy odjąć

od X'_{L1} otrzymując $X_{L1} = X'_{L1} - X_i = 15{,}6\ \Omega$. Ostatecznie po obliczeniach (wzór 3.3) otrzymuje się: $C_1 = 14$ pF, $C_2 = 54$ pF, $C_3 = 46$ pF, $C_4 = 98$ pF, $L_1 = 17$ nH, $L_3 = 19$ nH, $L_4 = 38$ nH, $C_6 = 0$ pF.

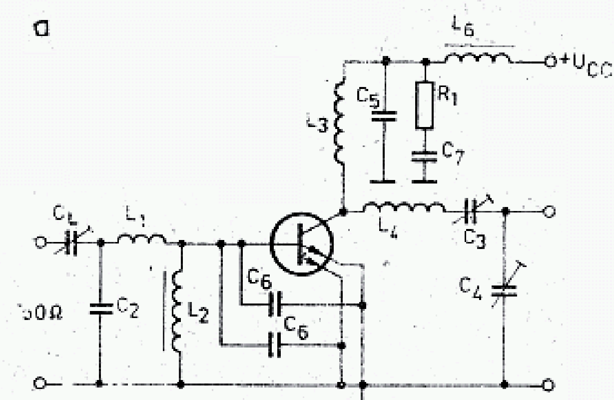
Na rysunku 6.4 pokazano typowe rozmieszczenie elementów wzmacniacza wykonanego na płytce dwustronnie laminowanej, szklano-epoksydowej o grubości 1,6 mm. W miejscach oznaczonych krzyżykiem X folia z obu stron laminatu musi być zwarta, tzn. połączona nitami lub łącznikami z drutu. Powierzchnie, do których dolutowane są wyprowadzenia emiterowe, muszą być zwarte z masą paskami folii, przechodzącymi przez otwór, w którym mieści się obudowa tranzystora. Tranzystor jest przykręcony do radiatora, a płytka jest mocowana do radiatora metalowymi tulejkami odpowiedniej wysokości.

Całość zamknięta jest w obudowie z blachy mosiężnej. Złącza BNC, lepiej mocowane są do ścianek obudowy, z którą połączone są boczne krawędzie masy płytki. Złącza umieszcza się w takim miejscu, aby zacisk środkowy dał się dolutować wprost do linii na płytce.

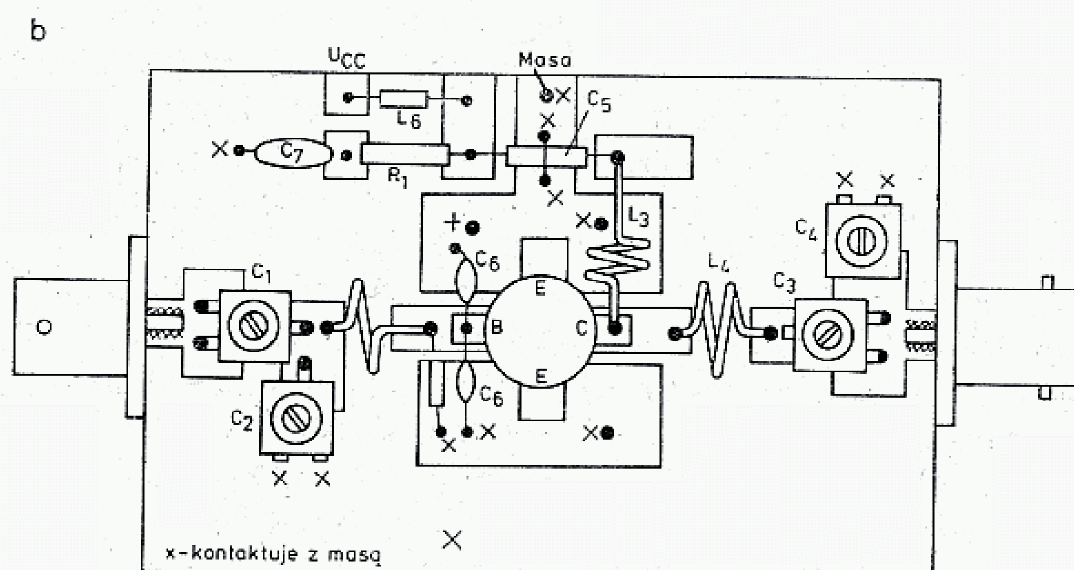
Elementy dopasowania powinny być dobrane do dużych prądów w.cz., być mało stratne i mieć małe indukcyjności doprowadzeń. Stosuje się kondensatory stałe NPO ceramiczne lub płytkowe (chip), lecz nie miniaturowe. Przy dużych mocach należy stosować kondensatory płytkowe porcelanowe lub mikowe. Jako kondensatory odsprzęgające stosuje się kondensatory przepustowe o małej indukcyjności. Do strojenia stosuje się trymery foliowe, które można stosować do 432 MHz, a przy wyższych częstotliwościach stosuje się trymery kompresyjne. Cewki są samonośne, nawijane drutem CuAg o dużym przekroju. Dla częstotliwości 432 MHz stosuje się często paski z taśmy CuAg. Przy lutowaniu na drodze prądu w.cz. należy stosować jak najmniejsze ilości cyny. Dławik w bazie powinien mieć małą dobroć. Dla częstotliwości 144 MHz stosuje się indukcyjność o postaci 1,5 zwoju drutu DNE nawiniętego na pierścionek ferrytowy.

W przypadku wzbudzania się układu, co sprawdzamy najpierw zawsze przy obniżonym napięciu, zwiera się bazę z masą dodatkowym rezystorem $5 \div 22\ \Omega$. Pojemność C_5 (rys. 6.4a) powinna mieć małą impedancję na częstotliwości roboczej, lecz dużą na częstotliwościach mniejszych. Rezystancja R_1 (kilka omów) i pojemność C_7 dająca małą impedancję w zakresie KF dodatkowo zmniejszają możliwość samowzbudzenia się układu w zakresie KF. Typowe wartości to $R_1 = 4{,}7\ \Omega$, $C_1 = 100$ nF. Indukcyjność L_6 jest dławikiem na ferrycie, dostosowanym do przepuszczania dużych prądów, odpowiadających mocy doprowadzonej do tranzystora. Przy dużych wartościach f_T w stosunku do roboczej, obwód kolektorowy może wymagać dołączenia dalszych pojemności w linii zasilającej celem poprawienia stabilności. Często stabilność można poprawić dołączając dodatkową pojemność C_6 w postaci dwóch kondensatorów o jak najkrótszych wyprowadzeniach, dolutowanych wprost do wyprowadzeń bazy i emiterów. We wzmacniaczach kilku stopniowych, rozmieszczonych w układzie liniowym przy przestrzeganiu powyższych zasad nie powinny występować trudności z uniknięciem samowzbudzeń. We wzmacniaczach tych stosuje się między stopniami obwody pokazane na rys. 6.3, często z pośrednią impedancją 50 Ω. Pozwala to na indywidualne dopasowanie i zbadanie poszczególnych stopni. Przy strojeniu układ zasila się obniżonym napięciem z za-

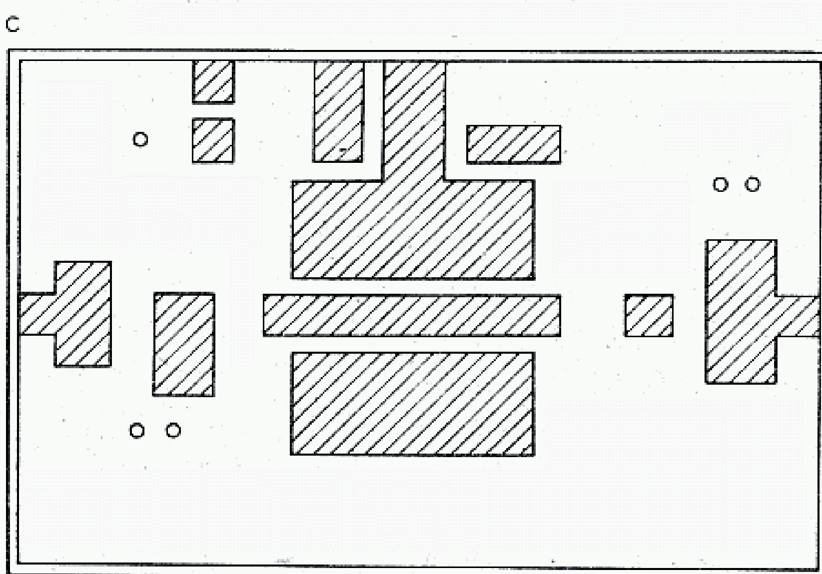
a



b

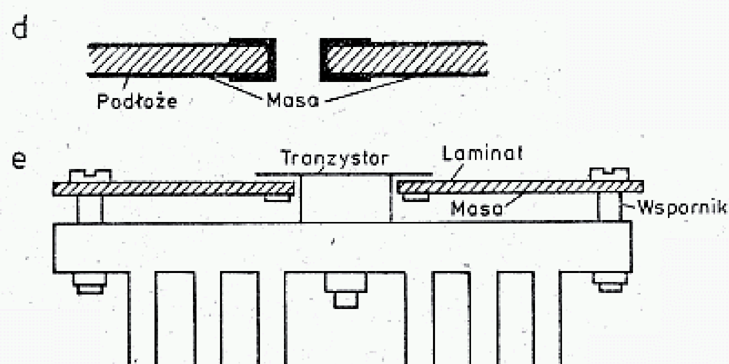


c



d

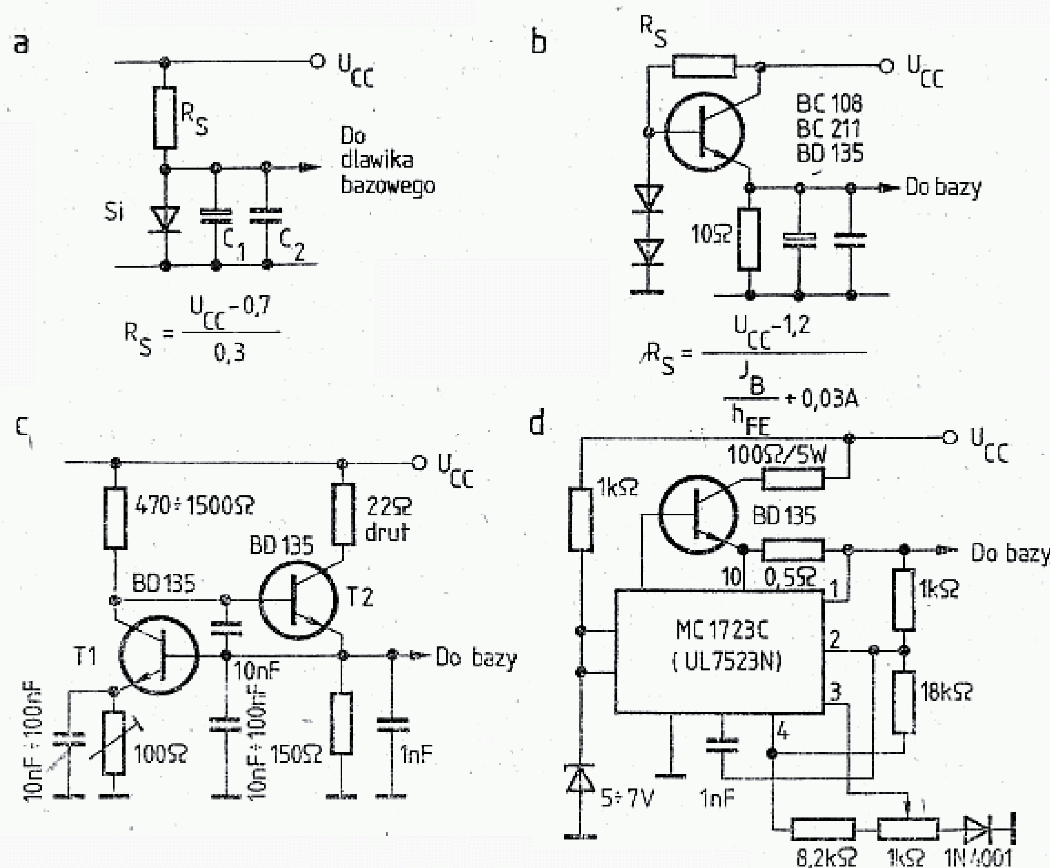
e



6.4. Przykład jednego stopnia wzmacniacza mocy 25 W/144 MHz z zastosowaniem BLY 89A

silacza z ogranicznikiem prądowym, a lepiej z prądem zanikającym oraz stosuje się ograniczone wysterowanie wejścia. Wejścia (C_1, C_2) dostraja się na minimum fali odbitej (reflektometr), wyjście zaś (C_3, C_4) na maksimum mocy wyjściowej.

Po przyłożeniu pełnego napięcia i wysterowania koryguje się dostrojenie wg tych samych zasad. W końcu sprawdza się stabilność za pomocą słabo sprzężonego odbiornika. W czasie nieznacznego przestrajania trymerów i przy modulacji nie powinno obserwować się oscylacji pasożytniczych oraz skokowych zmian prądu zasilania lub/i mocy wyjściowej. Kaskadowe wzmacniacze klasy C mogą wykazywać gwałtowny spadek mocy w czasie zmniejszania poziomu wysterowania. Przy mocach rzędu 100 W można stosować dwa równolegle pracujące tranzystory znajdujące się



6.5. Układy polaryzacji bazy wzmacniacza liniowego ograniczające dryft temperaturowy prądu spoczynkowego

a — przy małych mocach, b — przy mocach ponad 25 W, c, d — z możliwością regulacji prądu spoczynkowego

w tych samych warunkach termicznych, a więc na wspólnym radiatorze, lecz zasilanych i obciążonych indywidualnymi obwodami dopasowania. Rozdział mocy i jej sumowanie przeprowadza się z pomocą sprzęgaczy hybrydowych w sposób opisany w rozdziale 3.11. Układy przeciwsobne (ang.: *push-pull*) stosowane są przy mniejszych częstotliwościach (do 70 MHz); konieczne jest wówczas zastosowanie transformatorów ferrytowych szerokopasmowych (p. rozdz. 3.10).

Wzmacniacze liniowe wymagają pracy w klasie AB. Prąd spoczynkowy wynosi często 50÷100 mA. Napięcie polaryzacji powinno być uzyskiwane ze źródła o małej rezystancji wewnętrznej. Przy małych mocach stosuje się układy diodowe (rys. 6.5a). Prąd zasilający, płynący przez rezystor R_S musi być większy od największego prądu bazy w czasie szczytów modulacji SSB.

Wynika z tego wartość R:

$$R_S < \frac{U_{cc} - 0{,}7}{I_c} \cdot h_{FE}$$

gdzie:

I_c — prąd kolektora w szczytach modulacji,

h_{FE} — wzmocnienie prądowe tranzystora przy prądzie I_C.

Dioda powinna być w kontakcie termicznym z tranzystorem, gdyż wtedy przy zmianach temperatury nastąpi automatyczne ograniczenie dryftu prądu spoczynkowego tranzystora. Układ ma rezystancję wewnętrzną wynoszącą około 1 Ω. Rodzaj tranzystora szeregowego (rys. 6.5b) zależy od potrzebnego prądu bazy i od napięcia zasilającego. Diody powinny mieć kontakt termiczny z tranzystorem wzmacniacza.

Układ pokazany na rys. 6.5c umożliwia regulację napięcia polaryzacji za pomocą nastawienia rezystora 100 Ω. Tranzystor *T1* musi być w kontakcie termicznym z tranzystorem mocy (wspólny radiator), zaś tranzystor *T2* wymaga własnego radiatora. Układ może dostarczyć prądu bazy do 0,5 A. Przy mniejszych prądach można stosować mniejsze tranzystory. W układzie 6.5d wykorzystano typowy stabilizator napięcia UL7523, w którym do gałęzi ustalającej napięcie polaryzacji rezystorami 6,18 kΩ + 1 kΩ, włączono diodę sprzężoną z tranzystorem mocy.

W przedstawionych układach autokompensacja zmian prądu spoczynkowego tranzystora mocy pod wpływem zmian temperatury polega na tym, że zmiany spadku napięcia na złączu baza-emiter i na diodzie krzemowej mają podobny charakter. Przy wzroście temperatury spadek napięcia na złączu maleje i gdyby zasilać bazę napięciem niezależnym od temperatury, to przy wzroście temperatury będzie następował wzrost prądu bazy, a więc i wzrost prądu kolektora, dalszy wzrost temperatury aż do uszkodzenia się tranzystora (ang.: *thermal run away*). Zapobiega się temu uzależniając napięcie polaryzacji od temperatury za pomocą diody będącej w kontakcie termicznym z tranzystorem mocy. Dalsze informacje podano w literaturze [2].

6.1.5 Wzmacniacze z tranzystorami V-MOS

W tranzystorach polowych rezystancja kanału zależy od jego długości, przekroju i od potencjału bramki. Dla określonej długości drogi między źródłem i drenem i przy danej powierzchni bramki rezystancję $R_{DS\,on}$ można obniżyć do pewnej granicy. Rezystancja ta jest źródłem strat w tranzystorze. Dla obniżenia wartości rezystancji $R_{DS\,on}$ należy zwiększać powierzchnię bramki, a tym samym jej pojemność, co z kolei obniża maksymalną częstotliwość pracy. Z tych powodów normalne polowe tranzystory mocy wykonywane są dla zakresu KF i uzyskują moc do 1 W. Większe moce uzyskuje się z tranzystorów typu V-MOS-FET [4, 5, 6].

Tranzystory V-MOS mają następujące zalety:

— mała rezystancja graniczna kanału $R_{DS\,on}$, rzędu 1 Ω,

— ujemny współczynnik temperaturowy co powoduje autoograniczanie prądu przy wzroście temperatury (w tranzystorach bipolarnych prąd rośnie grożąc zniszczeniem tranzystora),

— łatwiejsze polaryzowanie bramki, gdyż nie pobiera ona prądu,
— mniejsza zawartość harmonicznych,
— większa, choć reaktancyjna wartość impedancji wejściowej,
— mały poziom szumów przy małych i dużych wysterowaniach,
— duża stabilność w układach wzmacniacza w wyniku małej i praktycznie niezmiennej pojemności zwrotnej,
— całkowita odporność na zakłócenia w obciążeniu, takie jak niedopasowanie, a nawet zwarcie lub przerwa, o ile nie powodują samowzbudzenia się układu,
— możliwość łączenia równoległego tranzystorów, które w wyniku ujemnego współczynnika termicznego wykazują autostabilizację obciążenia.

Do wad tranzystorów V-MOS należy zaliczyć potrzebę większego napięcia zasilającego (28÷35 V) oraz dużą wrażliwość na ładunki statyczne. Tranzystory V-MOS mają typowe wzmocnienie 10 dB, co pozwala na zmniejszenie liczby stopni przy większych mocach.

Do projektowania wzmacniacza stosuje się odpowiednio zmodyfikowane wzory (6.1) i (6.2).

Maksymalną moc oddaną można obliczyć z zależności:

$$P_{wy\,max} = \frac{(U_{DD} - U_{DS\,on})^2}{2R_L} = \frac{(U_{DD} - U_{DS\,on})}{4} \cdot I_{D\,max} \tag{6.9}$$

gdzie:

U_{DD} — napięcie zasilające dren [V],

$U_{DS\,on}$ — napięcie dren-źródło przy pełnym wysterowaniu (otwarciu kanału) [V],

R_L — rezystancja obciążenia tranzystora [Ω]; jeśli na wyjściu układu znajduje się transformator dopasowujący, to zamiast rezystancji R_L należy włączyć R_a — rezystancję wejściową układu dopasowania od strony drenu.

$$U_{DS\,on} = I_{D\,max} R_{DS\,on} \tag{6.10}$$

Im $R_{DS\,on}$ jest mniejsze, tym większa jest moc P_{wy} oraz sprawność tranzystora i tym mniejsze są straty w tranzystorze.

Wzmocnienie tranzystora wynosi:

$$G_p = 10\lg\left[\frac{g_m^2 R_s}{\frac{R_L + 2R_a}{R_a^2} + \frac{1}{R_L}}\right] \text{[dB]} \tag{6.11}$$

gdzie:

g_m — nachylenie charakterystyki [mS],

R_s — rezystancja źródła [Ω],

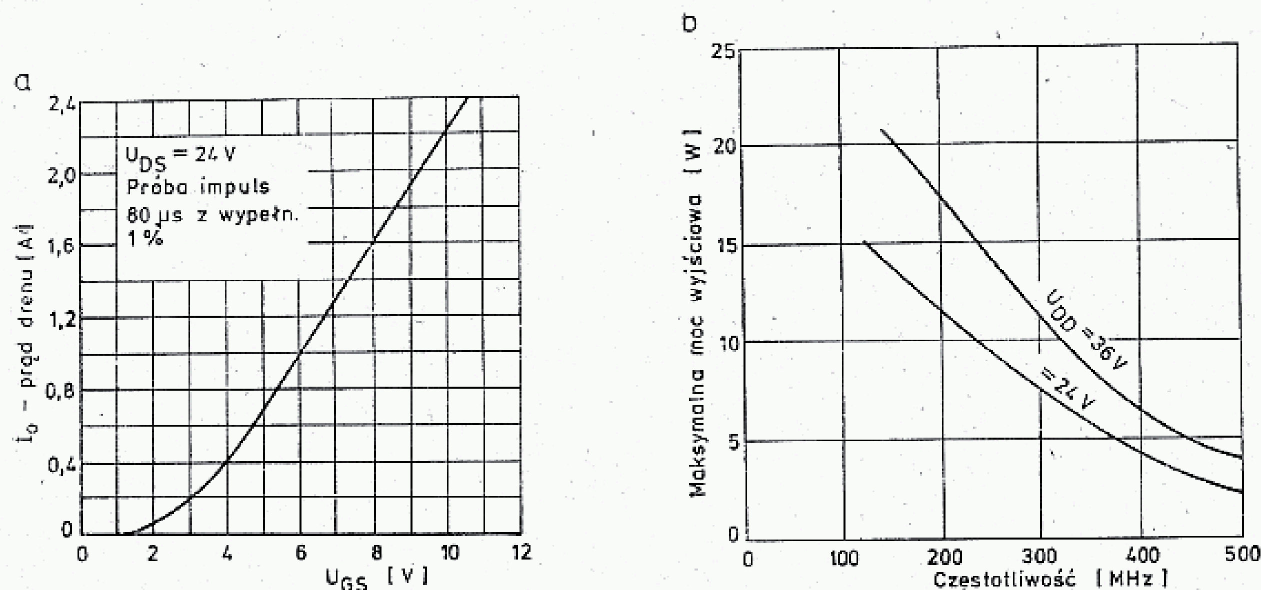
R_L — rezystancja obciążenia [Ω],

R_a — rezystancja wyjściowa tranzystora [Ω].

Z analizy wzorów na moc i wzmocnienie wynika, że większe wzmocnienie uzyskuje się przy większych wartościach rezystancji obciążenia R_L, lecz odpowiada temu mniejsza moc oddawana.

Na rysunku 6.6a pokazano typową zależność prądu drenu I_D od napięcia bramki U_{GS} w tranzystorze MOS [4]. Z wykresu wynika, że powyżej pewnego napięcia U_{GS} nachylenie charakterystyki jest stałe, co umożliwia uzyskanie liniowego wzmocnienia sygnałów SSB. Ponieważ sterowanie bramki odbywa się praktycznie bezprądowo, pozwala to na modulację amplitudy za pomocą prostego modulatora. Urządzenie to można wykorzystać w telewizji amatorskiej ATV.

Po przejściu do pracy w klasie C, przy tym samym wysterowaniu, otrzymuje się mniejsze wzmocnienie, a więc i mniejszą moc wyjściową, przy jednocześnie większym poziomie harmonicznych.



6.6. Charakterystyki tranzystora V-MOS VMT4

a — zależność prądu drenu od napięcia bramki, b — zależność mocy od częstotliwości dla dwóch napięć

Z charakterystyk pokazanych na rys. 6.6b wynika, że maksymalna moc uzyskiwana z tranzystorów V-MOS silnie zależy od częstotliwości i napięcia, przy czym jest ona większa przy większych napięciach. Przykład wzmacniacza pracującego na tranzystorze V-MOS podał SP9AGQ w Biuletynie ZG PZK 1/1980, a pełny opis innego wzmacniacza podano dalej.

6.2 Urządzenia dla pasma 144 MHz

6.2.1 Transiwery 144 MHz

Spośród dużej liczby opisów transiwerów UKF podanych w literaturze amatorskiej wybrano jako przykłady trzy układy, dwa trudniejsze Y41ZL-81 i H220 wg Y25TL, odpowiadające współczesnemu poziomowi techniki, jednak bez wyszukanych układów i elementów oraz trzeci, prosty, przeznaczony dla początkującego amatora — transiwer wg SP6APV, opracowany przez Klub ZHP SP6ZDA.

6.2.1.1 Transiwer wg Y41ZL-81

Jest to klasyczny transiwer z oddzielnymi torami nadawczym i odbiorczym, lecz ze wspólnym filtrem kwarcowym 10,7 MHz i wspólną heterodyną (rys. 6.7a). Częstotliwość pracy może być wskazywana skalą cyfrową.

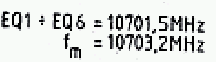
a

144
Rx | 6.7 b | Wzmacniacz, mieszacz, filtr
10,7/18
10,7
Rx | 6.7 c | Rozdzielacz
FM
10,7 SSB
Ogran. szum.
Rx | 6.7 h | Wzmacniacz p.cz. i demodulator FM
FM m.cz
Rx | 6.7 f | Wzmacniacz p.cz. i demodulator SSB, CW
FM
SSB, CW
BFO
ARW
S
70/170
Rx | 6.7 g | Wzmacniacz m.cz. + filtr akustyczny, wzmacniacz automatyczny, S-metr.

144 Rx
144 Przekaźnik
144 Antena
135 Rx
135 Tx
XO 58,165
XO 58,675
TRx | 5.5 | 5.25 | Heterodyna, premikser
17÷18
I
II
VFO I
TRx 4.10 | Strojenie
VFO II
1 4 4 0 5 0, 0 kHz
RIT, FM
Przekaźnik N/O
1750
Tx | 5.7 m | Generator SK
PIT
Strojenie
Ton 1750
Rx 10,7 SSB
10,7 BFO

0
N
Tx | 6.7 l | Wzmacniacz P.A
Tx 144 FM, SSB, CW
10,7/18
Tx | 6.7 | Mieszacz
Tx 10,7 SSB, CW
TRx | 6.7 d | Formowanie DSB i SSB, BFO
FM SSB
CW
Klucz
+12 V
800 Hz
Tx | 6.7 j | Wzm. mikrof. Gen. kluczujący

b

Antena 50Ω
SAY17 D1
SAY17 D2
C1 L1 C2
8pF C3 5,6pF C4 5,6pF 8pF
Dł1
C7 1nF 5mA
Tr1 m C5 27pF n
R T1 BFR91 Dł2
C9 1nF
R1 1kΩ
1kΩ R2
C25 4,7μF/16V
Pf Pf
C8 1nF 13mA
Tr2 m C6 33pF n
R T2 BFR91
C10 1nF
R3 680Ω R4 1kΩ
1kΩ R5
R6 270Ω
L2 C11 0,5pF L3
12pF 12pF
C12 C13
Tr5
D3 ÷ D4 KD514A
Tr6
R9 56Ω
10Ω R10* 1nF C21 m n
R11 390Ω 10mA
C15 1nF
Tr3 R T4 SF 235
C16 1nF
R12 1kΩ R14 680Ω
R13 1kΩ
Dł3
Dł5 3,3nF C26 +12V
C22 680pF
Premikser 50Ω 0,5V 133,3÷135,3MHz
L4 C14 470pF
R7 100Ω R8 100Ω
C19 180pF L5
C17 10nF Pf 30mA R18 130Ω
Tr4 m n C20 10nF
R T3 KT610
C18 10nF
R15 1kΩ 680Ω R17
1kΩ R16
Dł4
Tr7 20pF C23 12pF C24
XF 107B
ZF
Pf - Perełka ferrytowa
* - Elementy dobierane
Rdzeń dwuotworowy 7×4×4 MF 150
Wejście R
Kondensator blokujący m
Wyjście C5;C6
Lutować blisko rdzenia
Emiter
n Kolektor
Kolejność uzwojeń: R = 1 m = 5 n = 7 DNE 0,15

c

XF107B
1nF
27kΩ 1,2kΩ 22kΩ
SF137c
220Ω 10nF 18kΩ 470Ω 4,7nF
2,2nF 2,2nF
SF215e 12kΩ 1kΩ
+ E
10,7 MRX do filtru SSB
10,7 MRX do demodulatora FM

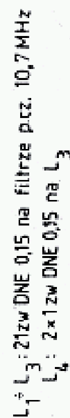
e

E
EQ1 EQ2 EQ3 EQ4 EQ5 EQ6
15÷1,2 pF 15÷0,5 pF 15÷0,5 pF 15÷1,0 pF 15÷1,0 pF 15pF
L1 L2 L3 L4 A
10pF 12pF
220pF 150pF 82pF 39pF 10pF 3,9pF
EQ1 ÷ EQ6 = 10701,5MHz
fm = 10703,2MHz
B3 = 2,4MHz B6 = 2,8MHz

d



* Elementy dobierane,
Wszystkie kondensatory przepustowe – 4,7nF


L1 ÷ L3: 21zw DNE 0,15 na filtrze p.cz. 10,7 MHz
L4: 2×1zw DNE 0,15 na L3

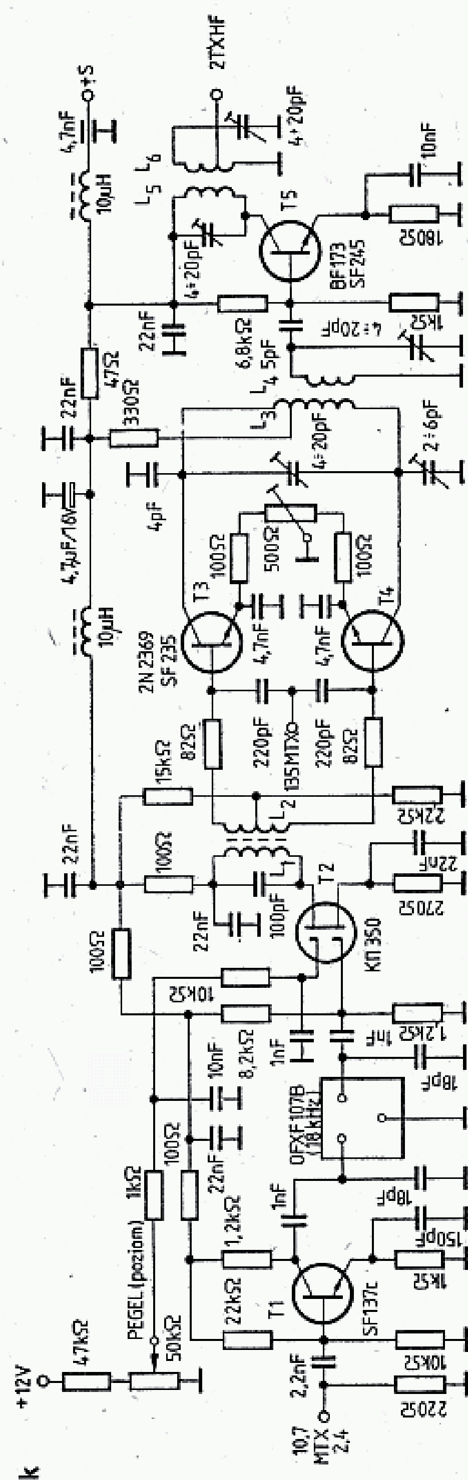


h



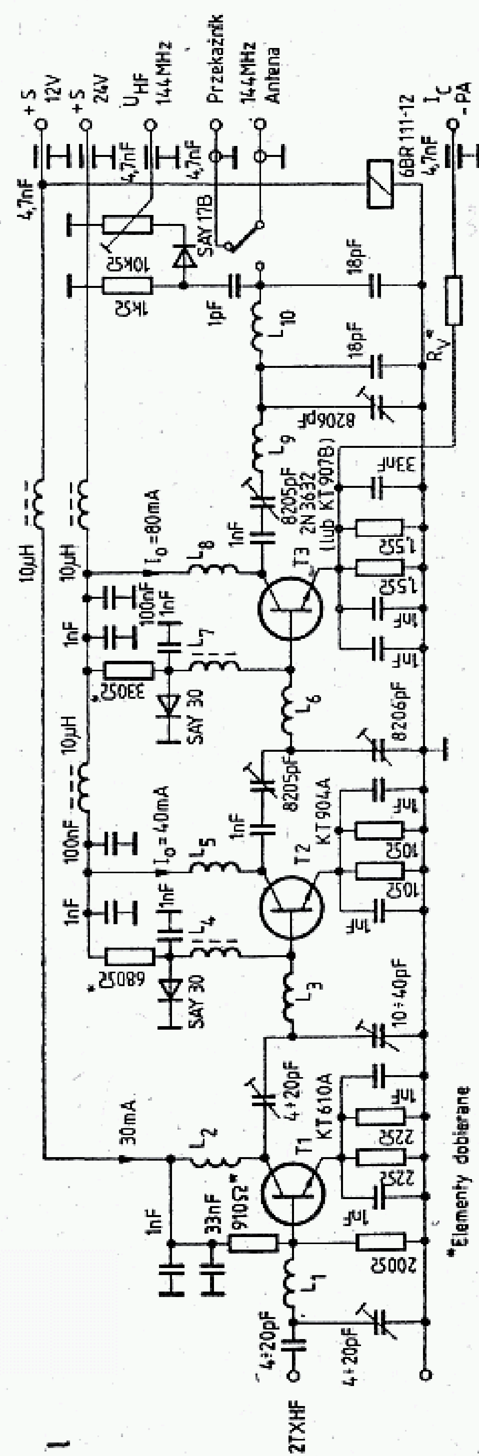


k

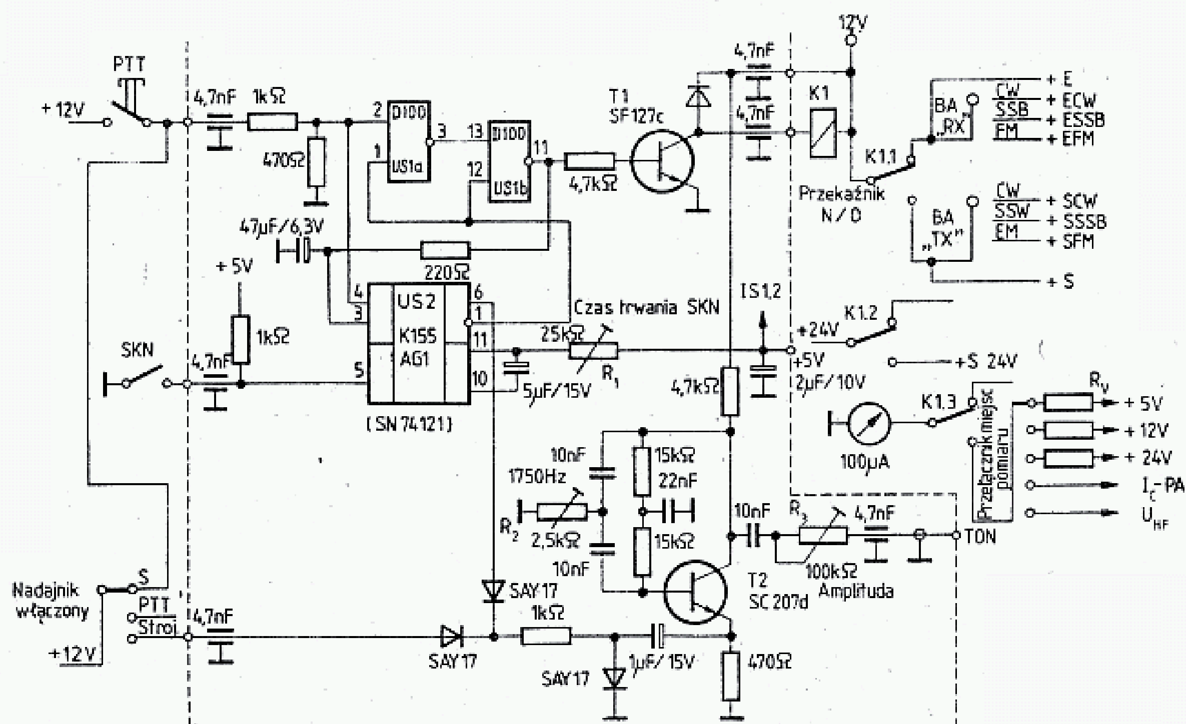


+12V
47kΩ
PEGEL (poziom)
50kΩ
1kΩ
100Ω
22nF
22kΩ
T1
SF137c
2,2nF
10,7 MTX 2,4
220Ω
10kΩ
1kΩ
150pF
18pF
1,2kΩ
1nF
OFXF107B (18 kHz)
10nF
8,2kΩ
1,2kΩ
10kΩ
KΠ350
T2
270Ω
100pF
L1
L2
15kΩ
82Ω
220pF
135MTX
2N2369 SF 235
T3
T4
4,7nF
10µH
500Ω
4,7µF/16V
4pF
4÷20pF
2÷6pF
L3
L4
330Ω
47Ω
6,8kΩ
5pF
BF173 SF245
T5
180Ω
L5
L6
4,7nF
+S
2TXHF

l



2TXHF
4÷20pF
L1
200Ω
1nF
33nF
910Ω*
T1
KT610A
22Ω
30mA
L2
10÷40pF
L3
SAY 30
680Ω*
L4
T2
KT904A
10Ω
100nF
I_o=40mA
L5
820pF
10µH
L6
330Ω*
L7
L8
T3
2N3632 (lub KT907B)
1,5Ω
I_o=80mA
33nF
L9
18pF
L10
R_V*
1pF
1kΩ
10kΩ
SAY 17B
6BR 111-12
4,7nF
+S 12V
+S 24V
U_{HF} 144MHz
Przekaźnik
144MHz Antena
I_C -PA
*Elementy dobierane



6.7. Transiwer 144 MHz wg Y41ZL, [7]

a — schemat blokowy, b — wzmacniacz i mieszacz toru odbiorczego, c — rozdzielacz na kanały FM i SSB, d — wzbudnica SSB z filtrami, e — filtr kwarcowy, f — wzmacniacz p.cz. SSB i CW z demodulatorem, g — wzmacniacz m.cz. z filtrem CW i wzmacniacz ARW, h — wzmacniacz p.cz. FM, demodulator i ogranicznik szumów, i — przełączanie VFO i RIT, j — wzmacniacz mikrofonowy i generator, k — mieszacz 10,7/144 MHz, l — wzmacniacz mocy 144 MHz, m — generator sygnału końca nadawania SKN, pomiary napięć i S-metr

W torze odbiorczym (rys. 6.7b) znajduje się dwustopniowy wzmacniacz wg DJ7VY (rys. 5.137) z mieszaczem diodowym, diplekserem i wstępnym wzmacniaczem p.cz. przed filtrem szerokopasmowym XF107B (18 kHz). Po filtrze tym sygnał rozdziela się na dwa tory odbiorcze SSB i FM (rys. 6.7c). Tor CW i SSB przechodzi na płytkę (rys. 6.7d) z filtrem 10,7/2,4 kHz przełączanym miniaturowymi przekaźnikami między torem nadawczym i odbiorczym. Filtr wąskopasmowy 10,7 MHz SSB można wykonać na podstawie danych z rozdz. 3.9. W filtrze z rys. 6.7e wykorzystano typowe rezonatory 10701,5 kHz, uzyskując częstotliwość środkową $f_0 = 10\,703{,}2$ kHz, $B_3 = 2{,}4$ kHz oraz $B_6 = 2{,}8$ kHz. Optymalne obciążenia wynoszą: na wejściu 220 Ω, na wyjściu 820 Ω. Na wyjściu zastosowano transformator 4:1.

We wzmacniaczu p.cz. (rys. 6.7f) fety KП350 można zastąpić przez tranzystory 40673, BF900 lub podobne, zaś demodulator SSB i CW pracujące na mieszaczu podwójnie zrównoważonym B222 można zastąpić po małej adaptacji przez układ UL 1042. Wzmocnienie p.cz. wynosi 80 dB, zaś zakres ARW około 90 dB. Dolnoprzepustowy filtr aktywny po demodulatorze umożliwia obcinanie szumów o większych częstotliwościach. Czułość całości wynosi 0,5/μV przy S/N = 10 dB na wyjściu odbiornika.

We wzmacniaczu m.cz. (6.7 g) zamiast układ z A211 (TAA611B) można zastosować po adaptacji dowolny układ scalony z serii UL 1490-95 lub 1480-85. Przy odbiorze CW można dołączyć filtr akustyczny dla częstotliwości 870 Hz ($B_3 = 170$ Hz) złożony z cewek o indukcyjności 33 mH i kondensatorów o pojemności 1 μF. Cewki nawinięte są na rdzeniu kubkowym 8×44. Do wzmacniacza m.cz. doprowadzony jest także ton z generatora podsłuchu kluczowania Tx-a.

We wzmacniaczu p.cz. FM 10,7 MHz (rys. 6.7h) wstępny wzmacniacz pracujący na układzie SF225+SF 235 można zastąpić przez fet dwubramkowy, zaś układ A220 przez układ TBA 120S lub UL1242N. Demodulator z prostym obwodem odniesienia LC dopuszcza szeroką dewiację, lecz ma małą czułość (12 mV przy znormalizowanej dewiacji 5 kHz). Jeśli równolegle do tego obwodu dołączyć kwarc 10,7 MHz, to zakres dewiacji zawęzi się znacznie, a napięcie wzrośnie do 150 mV. Jeśli zakres dewiacji jest zbyt mały, to w szereg z rezonatorem włącza się kilkusetomowy rezystor. Można także zastosować dodatkową przemianę na częstotliwości 465 kHz, gdyż wtedy uzyskuje się większą czułość demodulatora. Z szumów po demodulatorze FM wybierany jest przez filtr 18 mH + 10 nF składnik o częstotliwości około 11 kHz i po wzmocnieniu i wyprostowaniu z podwajaniem napięcia jest wykorzystywany do sterowania blokadą szumów pracującą na fecie КП303Е w torze m.cz.

Przekaźnik przełącza heterodynę między torem odbiorczym (rys. 6.7b) i nadawczym (6.7j). Heterodynę w układzie premikserowym pokazano na rys. 5.5 i 5.29. Stosowane są dwa niezależne VFO przełączane także dwoma przekaźnikami, co pozwana na 4 sposoby pracy, w tym także z przesunięciem o 600 kHz do pracy przez przemienniki FM. Oscylatory VFO są przestrajane kondensatorami i podstrajane warikapami (RIT). Modulację FM uzyskuje się doprowadzając do warikapu z mikrofonu sygnał z pasmem zawężonym do 2,5 kHz (rys. 6.7j). Sygnał BFO w czasie nadawania doprowadzany jest do modulatora kołowego pracującego na układach 4×SAY12 (BAVP 18). Częstotliwość BFO oscylatora (X-tal 10 701,5 kHz) zmieniana jest przez dołączenie przekaźnikiem kondensatorów przeciągających. Przy CW i FM ustawia się ją w środku pasma (f_0), zaś przy SSB jest ona przesuwana na zbocze filtru, około 1,5 kHz obok f_0.

Pozostałe układy oraz sposób strojenia i regulacji opisano obszernie w literaturze, np. [7]. Całość wymaga zasilania: −5 V/1,5 A, +12 V/0,8 A i 24 V/0,8 A.

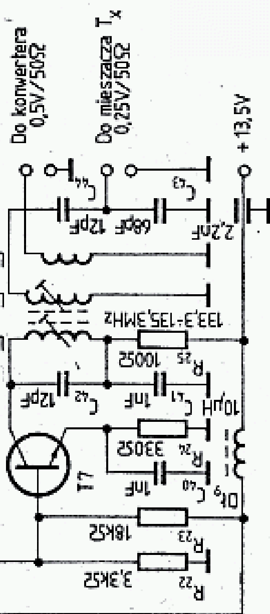
6.2.1.2 Transiwer H220 wg Y25TL

Transiwer ten został zbudowany przez E. Hocke specjalnie do pracy DX-owej na zawodach w pasmach 144 i 432 MHz. Poprzedzony był on kilkoma wcześniejszymi obszernie przeanalizowanymi konstrukcjami. Ze schematu blokowego (rys. 6.8a) wynika, że transiwer ten ma układ klasyczny ze wspólną heterodyną typu premikserowego, osobne tory p.cz. dla odbioru i nadawania i wspólne filtry kwarcowe. W torze odbiorczym sygnały FM i SSB są wzmacniacze w oddzielnych wzmacniaczach p.cz. 10,7 MHz. W układzie zastosowano cztery filtry kwarcowe. Dwa XO w premikserze umożliwiają pracę z przesunięciem 600 kHz. Dla pracy w pasmie 432 MHz w obu torach występują dodatkowe mieszacze ze wspólną heterodyną 288 MHz.

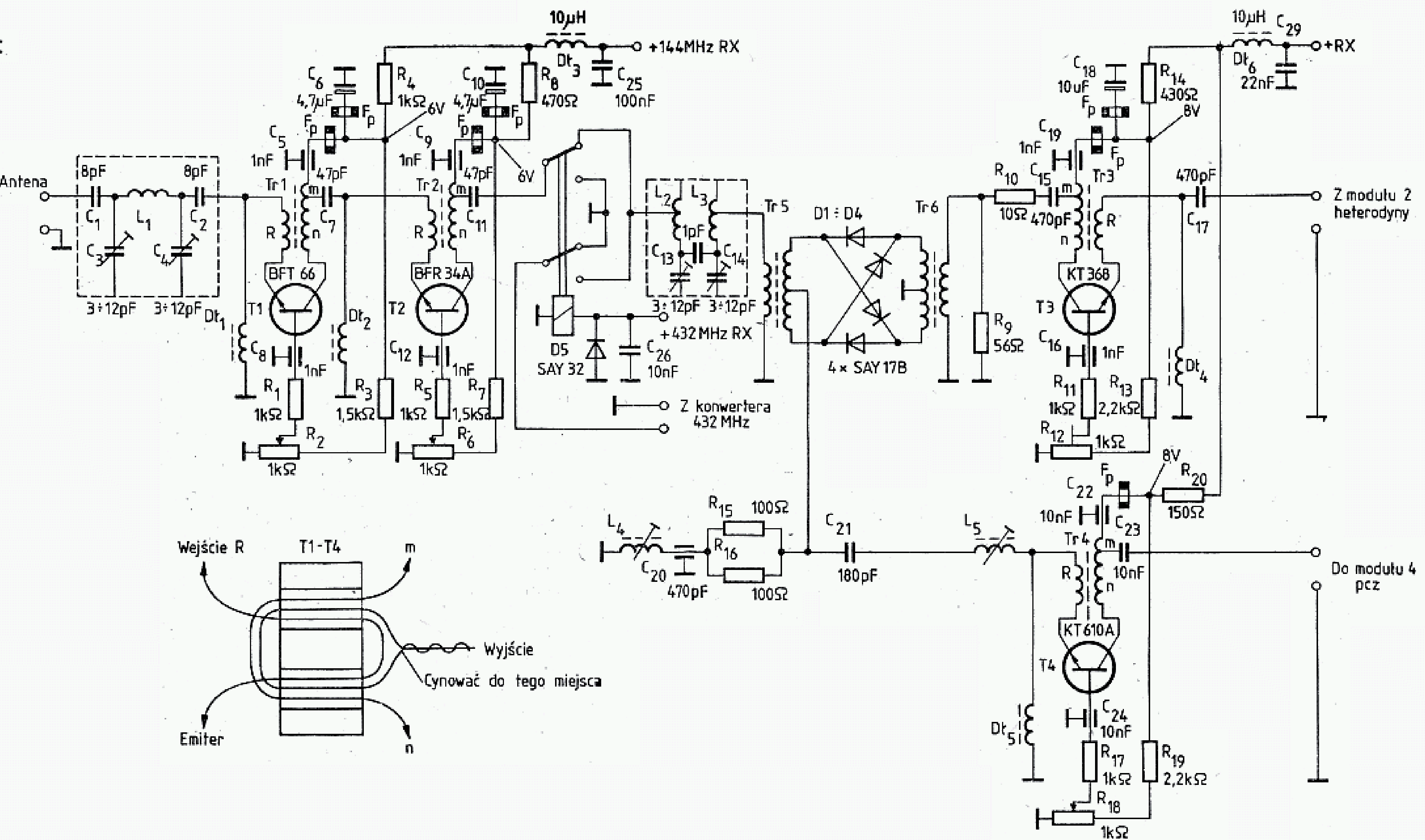
Dane techniczne transiwera H220:
— emisje: A1A (CW), J3E (SSB), F3F (FM) na częstotliwościach 144 i 432 MHz,
— impedancja wejść antenowych 75 Ω,
— przyłącza: dodatkowy głośnik, mikrofon z przełącznikiem N/O, magnetofon, klucz, skala cyfrowa,

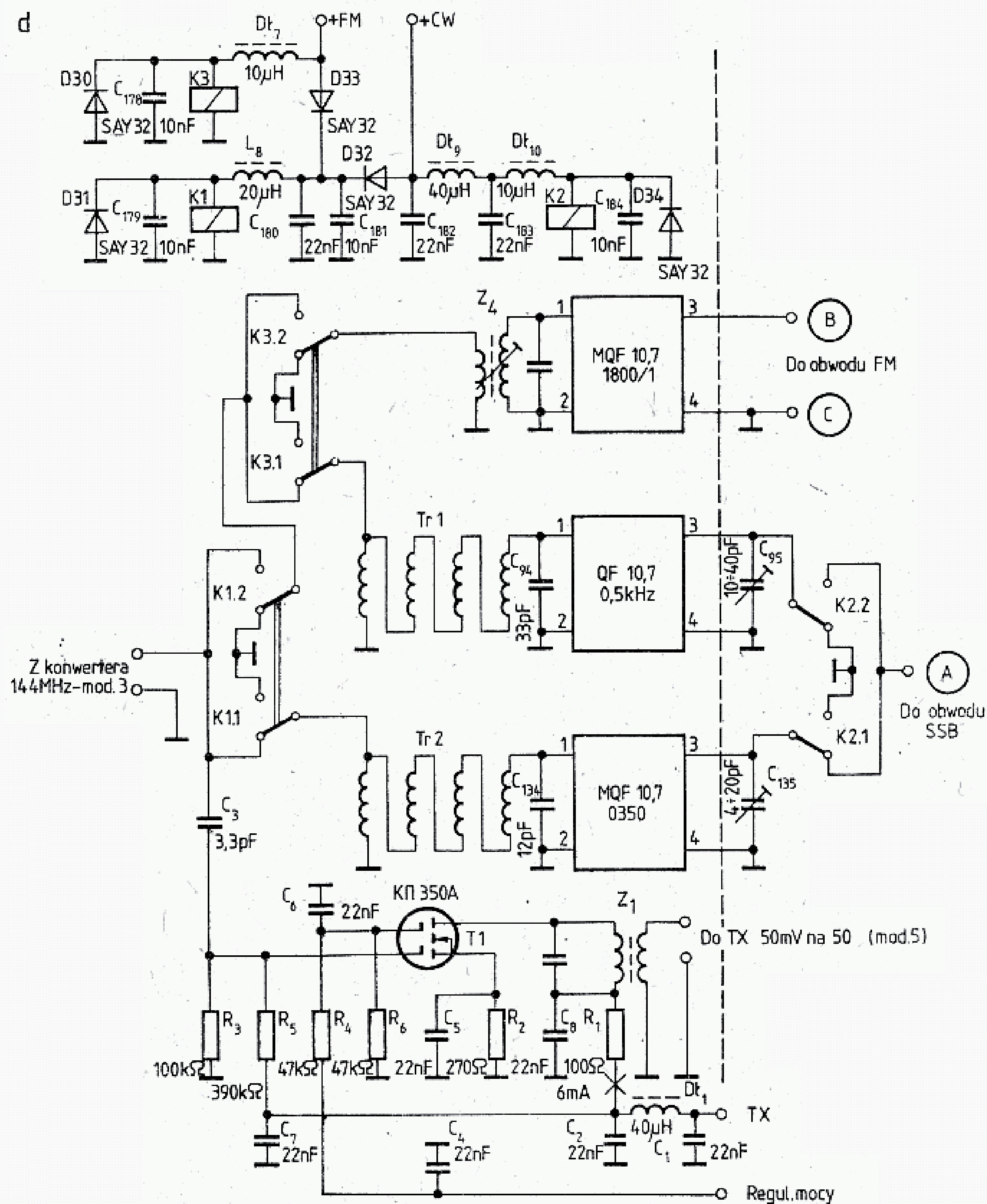
a

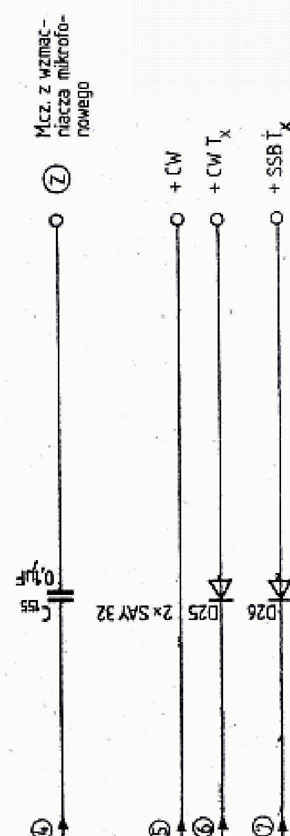
Tongenerator 1000 Hz
Tongenerator 1750 Hz
Wzmacn. m.cz. Tx
Modulator FM
Wzmacn. p.cz. Tx
Filtr FM 18 kHz
Wzmacn. p.cz. Rx
10,7 MHz
Rx Mieszacz
144 MHz Przedwzmacn.
144 ÷ 146 MHz
Rx Mieszacz
432 ÷ 434 MHz
432 MHz Przedwzmacn.
432 MHz
Antena
Wzmacn. m.cz. Rx
Filtr dolnoprz. 3,5 kHz
Demodulator FM
Wzmacn. p.cz. Rx
Filtr SSB 3,5 kHz
XO 114,8 MHz
Premikser 133,5÷135,3 MHz
VFO 18,5÷20,5 MHz
144 MHz
Antena
XO 288 MHz
S
Wzmacniacz ARW
Demodulator SSB/CW
Wzmacn. p.cz. Rx
Filtr kwarcowy SSB
Wzmacn. p.cz. Rx
Filtr CW 0,5 kHz
XO 114,2 MHz
XO SSB
Modulator SSB
Wzmacn. p.cz. Tx
Wzm. p.cz. Tx ograniczn.
Wzmacn. p.cz. Tx
10,7 MHz
Tx Mieszacz
144 MHz Wzmacn. mocy lin.
144 ÷ 146 MHz
Tx Mieszacz
432 ÷ 434 MHz
432 MHz Wzmacn. mocy
XO CW
Zasilacz sieciowy
Przetwornica
Sygnał końca mod
Kalibrator
Skala cyfrowa

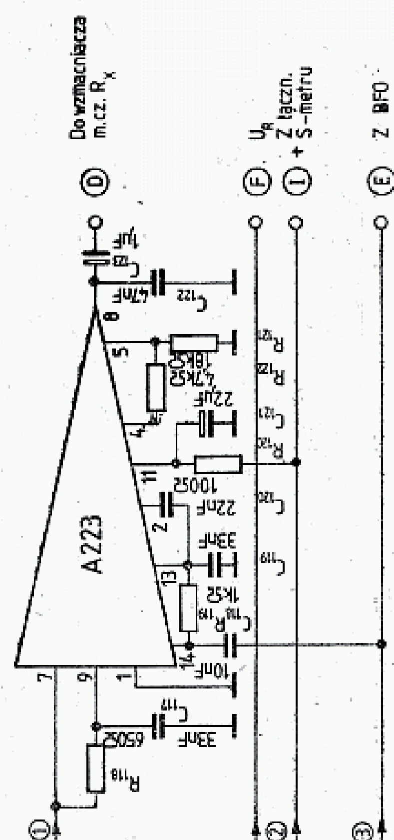

Do konwertera 0,5V/50Ω
Do mieszacza Tx 0,25V/50Ω
+13,5V
SF245
T7
133,3÷135,3MHz
18kΩ
3,3kΩ
330Ω
100Ω
12pF
68pF
2,2nF
1nF
10μH

b


c
Antena
Z modułu 2 heterodyny
Do modułu 4 pcz
+RX
+144MHz RX
+432 MHz RX
Z konwertera 432 MHz
D1 ÷ D4
4 × SAY 17B
D5
SAY 32
BFT 66
BFR 34A
KT 368
KT 610A
T1-T4
Wejście R
Emiter
Wyjście
Cynować do tego miejsca


d
+FM
+CW
Dł7
10μH
D30
C178
K3
D33
SAY32
10nF
SAY32
L8
D32
Dł9
Dł10
D31
C179
K1
20μH
SAY32
40μH
10μH
K2
C184
D34
SAY32
10nF
C180
22nF
C181
10nF
C182
22nF
C183
22nF
10nF
SAY32
Z4
K3.2
MQF 10,7
1800/1
B
Do obwodu FM
C
K3.1
Tr 1
C94
QF 10,7
0,5kHz
10÷40pF
C95
K2.2
33pF
K1.2
Z konwertera
144MHz-mod.3
A
Do obwodu SSB
K1.1
Tr 2
MQF 10,7
0350
K2.1
C134
4÷20pF
C135
C3
3,3pF
12pF
C6
22nF
KП 350A
T1
Z1
Do TX 50mV na 50 (mod.5)
R3
R5
R4
R6
C5
R2
C8
R1
100kΩ
390kΩ
47kΩ
47kΩ
22nF
270Ω
22nF
100Ω
6mA
Dł1
C7
22nF
C4
22nF
C2
22nF
40μH
C1
22nF
TX
Regul.mocy


Mcz. z wzmacniacza mikrofonowego
+CW
+CW Tx
+SSB Tx
2×SAY 32
D25
D26


Do wzmacniacza m.cz. Rx
A223
UR
Z łączn. + S-metru
Z BFO

1750Hz
SC 206d T8

800Hz
SC 206d T7

5 × SAY 32

+ Klucz
+ Sygnał końca nadawania
+ Ton SSB
+ Ton FM
+ 12V

Z magnetofonu

Mikrofon

SC 239e T7

SC 239e T6

SC 307 T5

SC 237d T4

Do modulatora FM (H)

+FM Tx

2 × SAY 32

+SSB Tx

Do modulatora SSB (Z)

Z demodulatora FM (G)

Z demodulatora SSB (D)

SC 239 T12

SC 307 T13

SC 239e T14

A 211

Głośnik

+Rx

+CW Tx

Z p.cz.FM (Y)

SC 207e T18

SC 206e T19

SC 206d T20

SC 206e T21

SC 206b T22

+ Rx

(F) U_x - B+0,25V

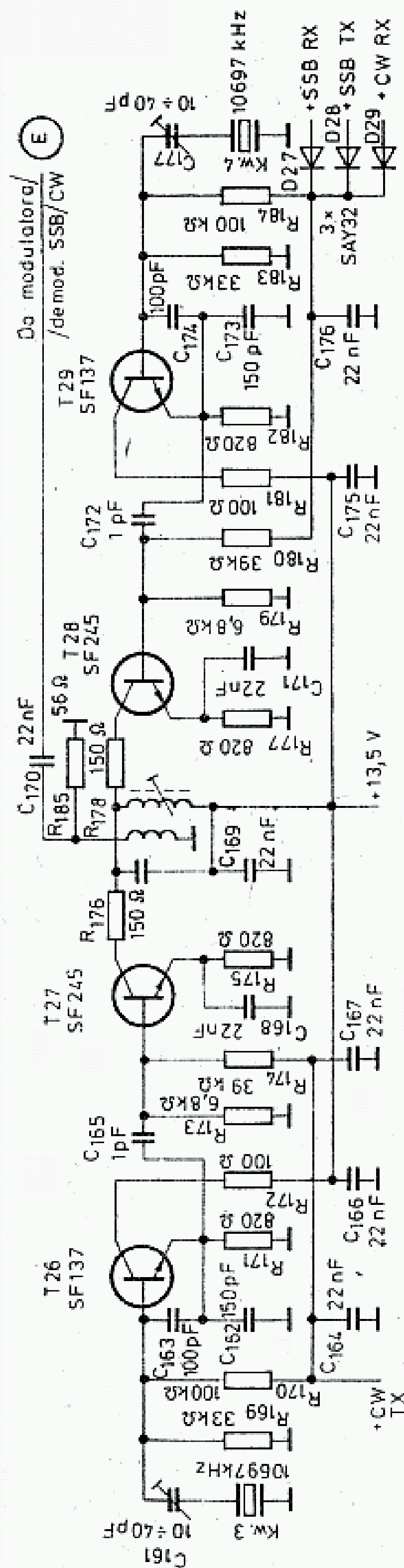
D11 ÷ D22 : SAY 32

+CW R_x

+SSB R_x



g



h

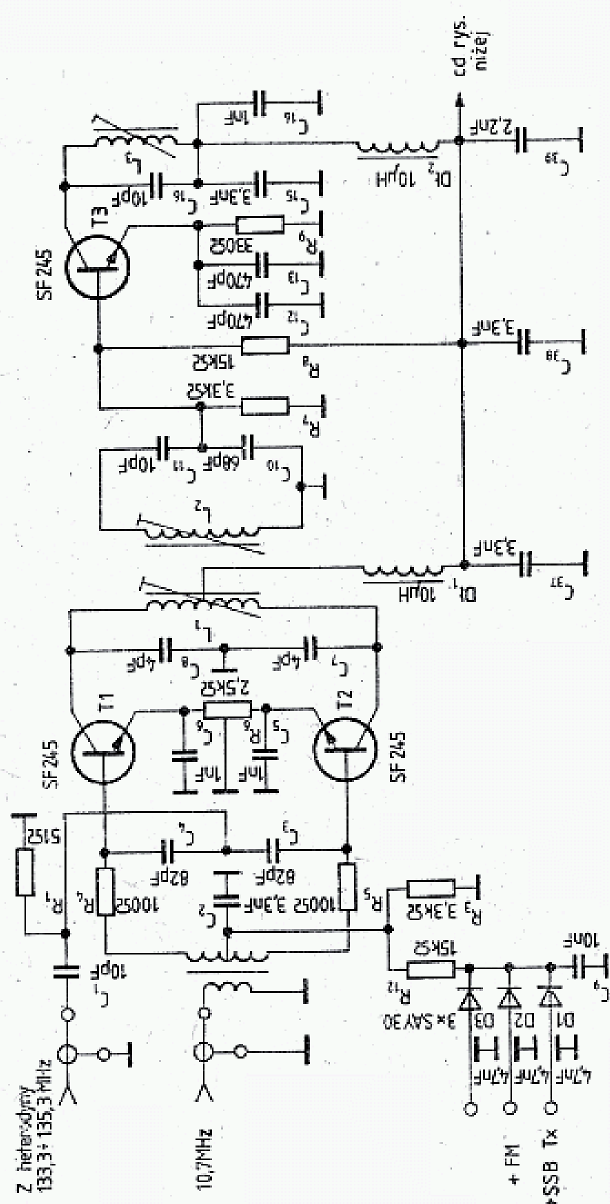
T2 SF245, T3 SF137, R8 100 Ω, C12 22nF, R9 1,3 kΩ, R10 27 kΩ, R11 20 kΩ, R12 100Ω, C9 33 nF, C11 22 nF, C16 22nF, C13 1nF, R13 1,3 kΩ, C14 82pF, C15 220pF, R14 33 kΩ, R15 100 kΩ, C18 22 nF, C17 1nF, Z2, Kw.1, Z3, D1 KA213A, R16 5,6 kΩ, Dł.2 20 μH, C21 10 nF, R17 49kΩ, C19 22 nF, R18 49kΩ, C20 1μF

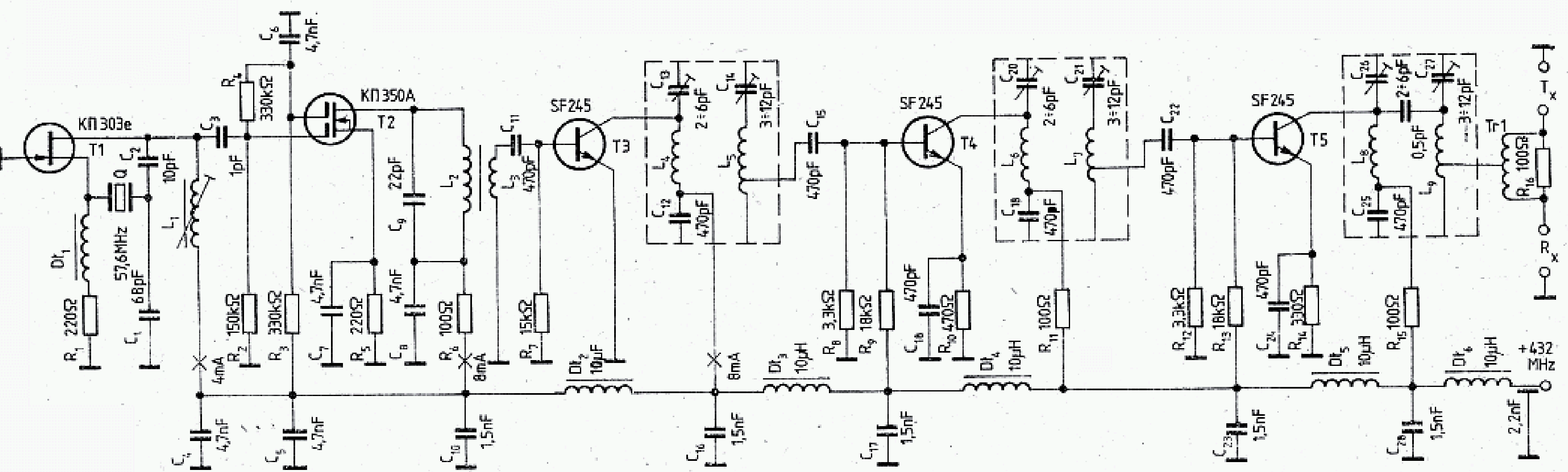
H — m. cz. ze wzmacn. mikrofonowym
+FMTX

B, C — filtru FM
C50 10nF, Z5, R7 2,2 kΩ, C51 2,2nF, C52 22nF, R59 82 kΩ, R57 47kΩ, R58 82kΩ, KП350, C53 22nF, R60 220Ω, C54 22nF, C56 15 pF, Z6, R61 100 Ω, 8 mA, C55 22nF, R62 100 kΩ, R63 470 kΩ, C57 22 nF, R64 33 kΩ, T11 KП350A, C58 22nF, R56 220 Ω, R66 4,7 kΩ, 4 mA, C59 22nF, R67 100 Ω, Dł.4 10 μH, C60 22nF, Z7, C61 22nF, C62 22nF, C63 22nF

A225, R73 10kΩ, C6, Kw.2, C69, R68 100 kΩ, C64 22μF, R69 2,7 kΩ, 5kΩ, R71 1,6 kΩ, C65 2,2μF, R72 100Ω, C66 47μF, C67 10 nF, C70 22nF

G — Do wzmacn. m. cz.
+FMRX
Y — Do S-Meter


Z heterodyny 133,3÷135,3 MHz
10,7MHz
+FM
+SSB Tx
SF245
SF245
SF245
T1
T2
T3
do rys. niżej



КП303е
T1
КП350А
T2
SF245
T3
T4
T5
R1 220Ω
Dr1
57,6MHz
Q
C1 68pF
C2 10pF
L1
4mA
C4 4,7nF
C3 1pF
R4 330kΩ
C6 4,7nF
R2 150kΩ
R3 330kΩ
C5 4,7nF
C7 4,7nF
R5 220Ω
C8 4,7nF
C9 22pF
L2
R6 100Ω
8mA
C10 1,5nF
L3
C11 470pF
R7 15kΩ
Dr2 10µF
C13 2÷6pF
L4
C12 470pF
C14 3÷12pF
L5
C16 1,5nF
Dr3 10µH
C15 470pF
R8 3,3kΩ
R9 18kΩ
C17 1,5nF
C18 470pF
R10 470Ω
Dr4 10µH
C20 2÷6pF
L6
C19 470pF
C21 3÷12pF
L7
R11 100Ω
C22 470pF
R12 3,3kΩ
R13 18kΩ
C23 1,5nF
C24 470pF
R14 330Ω
Dr5 10µH
C26 2÷6pF
L8
C25 470pF
0,5pF
C27 3÷12pF
L9
R15 100Ω
C28 1,5nF
Dr6 10µH
+432 MHz
2,2nF
Tr1
R16 100Ω
Tx
Rx

k

Dł 3 10 µH
Dł 6
+432 MHz RX
10 µH
C29 3,3 nF
C6 2,2 µF
R4 1 kΩ
2,2 µF
R8 470 Ω
C25 22 nF
C18 10 µF
R14 430 Ω
Fp
6V
C5 1nF
C9 1nF
Fp
6V
C15 68 pF
Fp
8V
C19 1nF
Tr1
C7
Tr 2
C11
L1
L4
L2
L3
C13
C14
Z przekaźn. antenowego
68pF
12pF
R
m
n
T1 BFT 66
T2
BFR34A
C1
Dł 2
C8 1nF
C12 1nF
R1 1 kΩ
R2
1 kΩ
R3 1,5 kΩ
R3 1 kΩ
R6
1kΩ
R7 1,5 kΩ
D1...D4 4×SAY17B
Tr 5
Tr 6
R10 5,6 kΩ
R9 56 Ω
Tr 3
T3 KF368
C17 68pF
Z heterodyny 288 MHz
C16 1nF
Dł 4
R11 1 kΩ
R13 2,2 kΩ
R12
1 kΩ
R20 150 Ω
8V
C22 1nF
R15 100 Ω
R16 100 Ω
C21 22 pF
L6
Dł 5
Tr 4
C23
Do konwertera 144 MHz (Mod 3)
T4 KT 610A
C24 1nF
R17 1kΩ
R18
1kΩ
R19 2,2 kΩ
Wejście
T1...T4
m Kondens.
Wyjście
Emiter
n Kolektor

l

145MHz
C1 150pF
R1 51Ω
SF245 T1
288MHz
Tr
C2 1nF
C3 47pF
C4 47pF
R4 100Ω
R5 100Ω
C6 1nF
C5 1nF
R6 2,5kΩ
C8 2÷5pF
C7 2÷5pF
L1
L2
Dł1
T2 SF245
R3 3,3kΩ
R3 15kΩ
R 220Ω
R 100Ω
C9 10nF
C37 10nF
C11 2÷5pF
C10 3÷12pF
R7 3,3kΩ
R8 15kΩ
SF245 T3
C38 2,2nF
C15 2÷5pF
L3
L4
C12 220pF
C13 100pF
R9 470Ω
C14 1nF
C16 220pF
Dł2 10µH
C39 1nF
R 100Ω
C18 2÷5pF
C17 3÷12pF
KT610A T4
R10 200Ω
R11 1,3kΩ
C19 220pF
C20 100pF
R12 68Ω
L6
C40 2,2nF
I0=20mA
C41 1nF
432MHz - konwerter
KT911A (KT610A)
KT913A (KT911A)
KT913B,W (KT907)
C21 2÷5pF
L7
T5
C24 2÷5pF
L9
T6
C27 8÷20pF
L11
T7
C30 8÷20pF
L13
C32 8÷20pF
C33 8÷20pF
L14
L16
L15
Antena
C36 1pF
Dł3
L8
Dł4
L10
Dł5
L12
D4 SAY32
C23 1nF
4,7kΩ
R13
D5 SY360
C26 1nF
3,3kΩ
R14
D6 SY360
C29 1nF
2,7kΩ
R15
I0=25mA (Przy KT610)
I0=30mA
I0=40mA
D9 SAY32
D10 SAY32
C34 330pF
C35 330pF
2,2nF
S - Meter
2,2nF
+432MHz Tx
2,2nF
+28V
2,2nF
C42 10nF
C43 1nF
C44 470pF
C45 1nF
C46 470pF
C47 1nF

m

n

6.8. Transiwer modułowy 144 i 432 MHz, wg Y25TL, [8]

a — moduł 1, b — moduł 2: premikser 133,3—135,5 MHz z płytką i rozmieszczeniem części, c — moduł 3: konwerter 144/10,7 MHz z płytką i rozmieszczeniem części, d — moduł 4: wzmacniacz p.cz. i m.cz., e — podzespół z filtrami, f — wzmacniacze p.cz., g — tongenerator, wzmacniacz mikrofonowy, ARW, h — BFO, p.cz. FM i demodulator, i — moduł *5*: mieszacz i wzmacniacz liniowy 144 MHz z płytką, j — moduł *6*: heterodyna 288 MHz z płytką i wyposażeniem, k — moduł *7*: konwerter 432/144 MHz, l — moduł *8*: mieszacz i wzmacniacz liniowy 432 MHz, m — moduł *9*: zasilacz sieciowy z płytką i rozmieszczeniem części, n — moduł *10*: generator sygnału końca nadawania SKN

— wyposażenie specjalne: generator dwutonowy, sygnalizator końca nadawania SKN, S-meter związany z ARW,
— czułość: na 75 Ω przy S+N/N = 10 dB: SSB — 0,14 μV, CW — 0,22 μV, FM — 0,3 μV przy modulacji częstotliwością 1 kHz i dewiacji 3 kHz,
— szumy: SSB F = 2,3 (3,5 kHz), CW F = 3,2 (0,5 kHz), FM $F = 9$ (3,5 kHz) mierzone na wyjściu głośnikowym,
— intermodulacja: przy sygnale $P_1 = -37$ dBm odstęp zniekształceń intermodulacyjnych $IM = 80$ dB, stąd $IP3 = +1$ dBm,
— dynamika: próg szumowy −135 dBm (0,05 μV/75), $DR = 90,7$ dB,
— selektywność: SSB: $B_3 = 3,5$ kHz, $B_{60} = 5$ kHz, $B_{85} = 25$ kHz,
CW: $B_3 = 0,5$ kHz, $B_{50} = 2$ kHz, $B_{80} = 25$ kHz,
— blokowanie: 25 mV,
— nadajnik: 144 MHz 10 W, 432 MHz 1 W.

Zasilanie: sieć 220 V/50 Hz lub akumulator na 12 V. Na całość składa się 11 modułów wykonanych na oddzielnych płytkach. Płytki mają wewnętrzne ekrany i są opasane ramką z blachy o wysokości 45 mm. Dalej scharakteryzowano poszczególne moduły. Pełny opis budowy, strojenia oraz obrazy płytek można znaleźć w literaturze [8].

Moduł 1. Generator i VFO (rys. 5.5b)

Oscylator VFO jest przestrajany w zakresie 18,5÷20,5 MHz. Jest to najmniejsza częstotliwość VFO przestrajanego w zakresie 2 MHz, którego harmoniczne nie pojawiają się w pasmie 144÷146 MHz. RIT oddziałuje na VFO za pośrednictwem warikapu.

Moduł 2. Heterodyna i premikser 133,3—135,3 MHz (rys. 6.8b)

Urządzenie to składa się z dwóch oscylatorów XO 57,4 i 57,1 MHz, podwajacza diodowego, mieszacza kołowego i wzmacniacza w.cz. z dwoma wyjściami. Przełączanie XO powoduje skok częstotliwości o 600 kHz. Na wyjściu L_4 uzyskuje się sygnał 10 dBm (1 V/50 Ω). Mieszacz kołowy pracujący na diodach SAY17B tłumi częstotliwość heterodyny 35 dB. Na wyjściu premiksera uzyskuje się napięcia 0,5 V/50 Ω i 0,25 V/50 Ω.

Moduł 3. Konwerter RX 144 MHz (rys. 6.8c)

Układ ten jest wzorowany na koncepcji DJ7VY (rys. 5.137). Transformatory szerokopasmowe wykonane są na rdzeniu Hf 340 (Mf163). Mieszacz pracujący na diodach 4×SAY17B daje izolację heterodyny wynoszącą 35 dB. Przekaźnik dołącza do mieszacza albo wzmacniacz 144 MHz, albo wyjście konwertera 432 MHz. W dipleksrze L_5 dostraja się do 10,7 MHz, zaś L_4 do częstotliwości lustrzanej, tj. 279,3 MHz. Sygnał heterodyny po przejściu przez układ *VT3* ma poziom 16 dBm (1,5 V/50). *VT4* daje wstępne wzmocnienie p.cz. wynoszące 10 dB.

Moduł 4. Wzmacniacz p.cz. i m.cz. (rys. 6.8d do 6.8h)

Jest to podzespół najtrudniejszy do wykonania, a optymalne rozstawienie części zajęło konstruktorowi najwięcej czasu. Na całość składa się pięć schematów wycin-

kowych. Płytka ma format 240×105 mm. Poszczególne układy oddzielone są ekranami. Podzespół 6.8d obejmuje trzy filtry przełączane mikroprzełącznikami GBR111 do toru nadawczego lub do toru odbiorczego. Podzespół 6.8e obejmuje tor odbiorczy zakończony demodulatorem SSB pracującym na A223 oraz tor nadawczy z modulatorem zbudowanym na B222, który można zastąpić przez układ scalony UL 1042N. Na rysunku 6.8f pokazano wzmacniacz m.cz. z filtrem i stopniem końcowym pracującym na A211. Na tej płytce znajduje się także wzmacniacz ARW z układem formowania czasu narastania i opadania (diody *VD11÷VD16*) i wyjście dla S-metra, a także wzmacniacz mikrofonowy i generator dwutonowy 1750 Hz i 800 Hz. Na rysunku 6.8g pokazano generator BFO 10 697 kHz, zaś na rys. 6.8h pokazano oscylator XO dla częstotliwości 10,7 pracujący na VT3, modulowany warikapem KA 213A przy pracy FM. Cewki Z_2 i Z_3 służą do ustawienia częstotliwości środkowej i kształtu charakterystyki modulatora. W dolnej części schematu znajduje się tor odbiorczy FM zakończony demodulatorem z obwodem odniesienia pracującym na kwarcu EQ1.

Moduł 5. Mieszacz i wzmacniacz liniowy 144 MHz (rys. 6.8i)

Na wejściu tego podzespołu znajduje się mieszacz zrównoważony pracujący na tranzystorach *VT1* i *VT2*, do którego doprowadzony jest sygnał heterodyny 133,3÷÷135,3 MHz (250 mV) z modułu *2* oraz sygnał p.cz. 10,7 (25 mV) z modułu 4. Na końcu wzmacniacza liniowego 144 MHz znajduje się tranzystor *VT7* KT922G lub D. Daje on na wyjściu przy modulacji SSB moc 10 W a przy modulacji FM moc do 20 W. Po przejściu przez układ VT3 sygnał 144 MHz 50 mV jest odprowadzany do modułu 7 (432 MHz).

Moduł 6. Heterodyna 288 MHz (rys. 6.8j)

W układzie tym można stosować rezonatory: 96 MHz (×3), 57,6 MHz (×5), 41,143 MHz (×7) lub 32 MHz (×9), dobierając odpowiednio sposoby powielania. Na wyjściach tej heterodyny otrzymuje się sygnał 0,5÷0,7 V/50.

Moduł 7. Konwerter 432 MHz (rys. 6.8k)

Układ ten jest podobny do modułu *3* (144 MHz), z tym, że cewki zastąpiono tu liniami paskowymi. Transformatory są nawinięte na rdzeń Mf340 o danych: $R = 1$, $m = 5$, $n = 7$. Wzmocnienie dwóch stopni wynosi 20 dB. Mieszacz diodowy stanowi problem, gdyż wnosi znaczne tłumienie. Diody Schottky'ego KD514A dają gorsze wyniki niż diody krzemowe SAY17. Sygnał heterodyny na częstotliwości 288 MHz musi mieć poziom 10 dBm.

Moduł 8. Wzmacniacz liniowy 432 MHz (6.8l)

Układ ten jest podobny do modułu *5* (WL 144). Mieszacz zrównoważony otrzymuje napięcie 500 mV dla częstotliwości 288 MHz i 50 mV dla 144 MHz. Tranzystory *VT3÷VT7* wzmacniają sygnał o częstotliwości 432 MHz do poziomu 1 W. Napięcie zasilania wynosi 28 V.

Moduł 9. Zasilacz (rys. 6.8m)

Zasilacz sieciowy dostarcza napięć: 28 V, 13,5 V, 9 V i 5 V. Minus zasilacza 5 V nie jest dołączony do ogólnej masy, lecz dopiero w module skali cyfrowej. Ma to na celu zmniejszenie zakłóceń wywoływanych przez liczniki TTL.

Moduł 10. Generator SKN (rys. 6.8n)

Generator sygnału K (—.—) steruje tor m.cz. na początku i na końcu emisji FM i SSB. W układzie tym wytwarzane jest opóźnienie w przechodzeniu na odbiór.

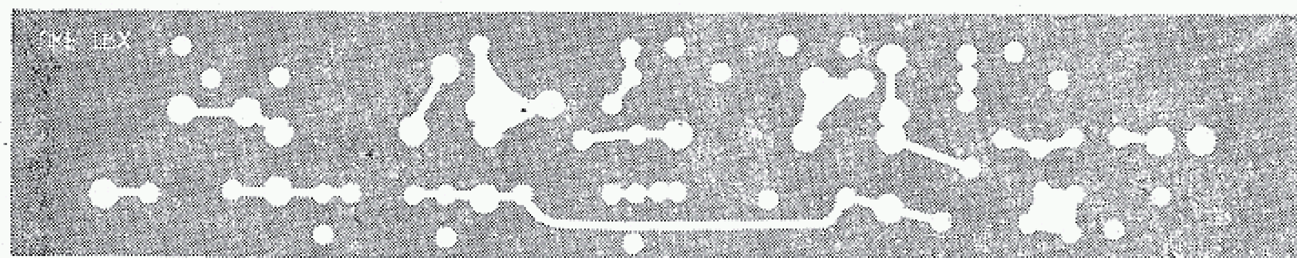
Moduł 11. Przetwornica 12/28V. Służy do zasilania stopni mocy w.cz.

6.2.1.3 Transiwer APV 3

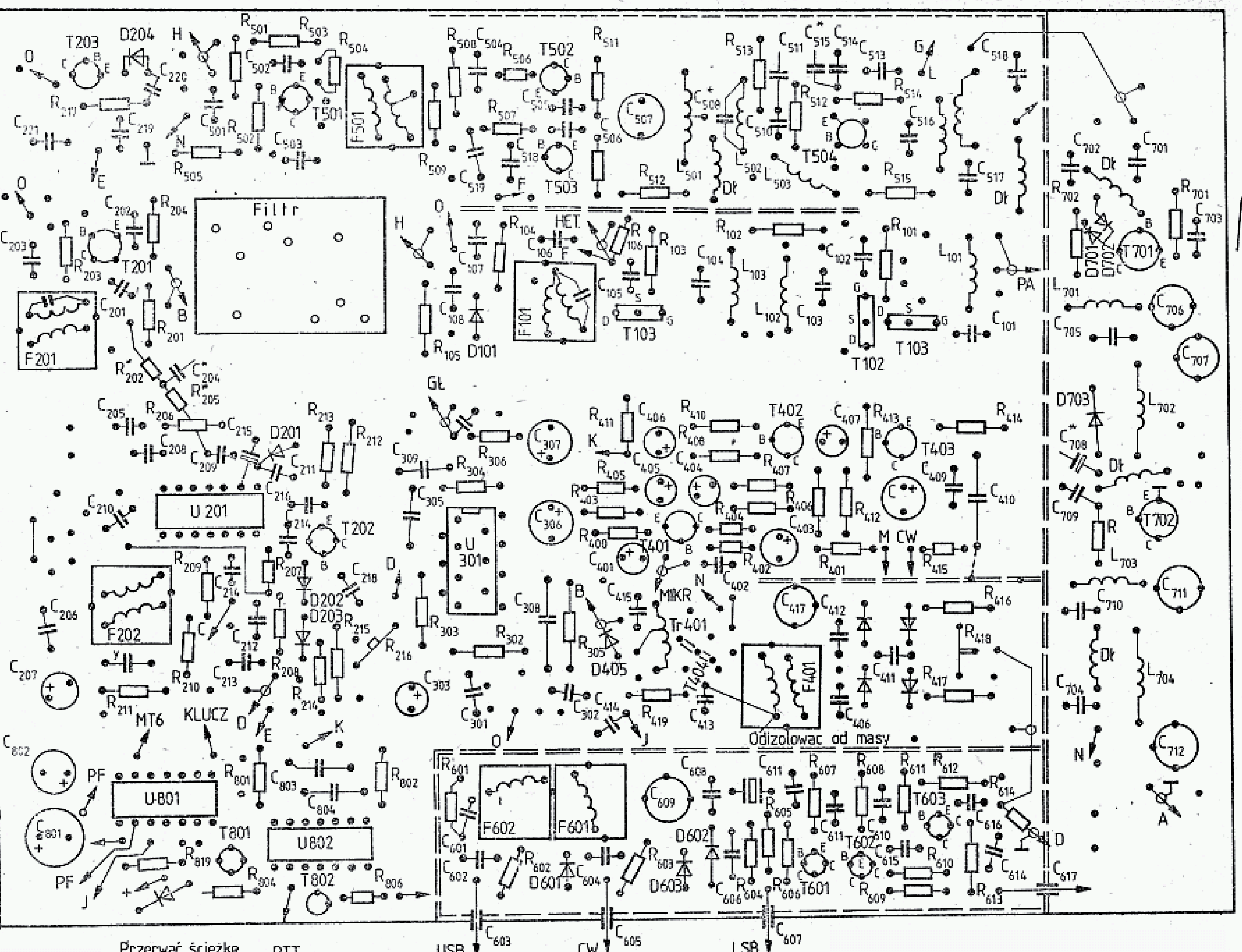
Pokazany na rys. 6.9a układ stanowi trzon popularnego transiwera CW/SSB 144 MHz opracowanego przez SP6APV. Transiwer ten został następnie zmodernizowany przez kolektyw SP6ZDA z udziałem SP6CRT i SP6KM. W czasie modernizacji dostosowano się do pierwotnej wersji — układu z laminatu dwustronnego z obwodami drukowanymi, którego kilkadziesiąt egzemplarzy znajduje się wśród amatorów UKF SP (rys. 6.9b). SP6ZDA pracuje nad dalszą modernizacją tego transiwera, w tym modulatora i obwodu wejściowego. Spowoduje to zmianę rozmieszczenia części i wzoru płytki. Powyższy układ wymaga dołączenia heterodyny. Dla $f_p = 10{,}7$ MHz heterodyna powinna mieć zakres 133,3÷135,3 MHz, dla $f_p = 9$ MHz zakres 135,0÷137,0 MHz. Można tu zastosować dowolny układ opisany w rozdz. 5.1 lub heterodynę z rys. 6.9c opracowaną przez SP6ZDA na wzór stosowanej w układzie IC 202E.

Na wejściu transiwera znajduje się wzmacniacz kaskodowy pracujący na tranzystorach *T101÷T102* typu BF256B. Fety BF245B dają nieco gorsze wyniki. Lepsze wyniki można uzyskać stosując fety dwubramkowe, np. 40673, 40481, BF900, KP350A i podobne. Również zmieniając mieszacz T103 pracujący na tranzystorze BF256B na BF900 można uzyskać większą dynamikę. Sygnał p.cz. po wstępnym wzmocnieniu (*T201*) jest ostatecznie wzmacniany i demodulowany w układzie *U201*. Sygnał ARW, pobierany z punktu *1* w układzie *U201* jest wzmacniany na tranzystorze *T201*, zaś dioda *D201* powoduje przesunięcie progu ARW. Stopień ten jest zasilany przez dodatkowy stabilizator (*T203*).

Detektor SSB otrzymuje sygnał BFO z podzespołu 600, na którego wyjściu znajduje się tranzystor *T603*. Częstotliwość BFO może być przełączana do pracy USB, CW i LSB. Sygnał BFO jest wykorzystywany także w torze nadawczym do sterowania mieszacza zrównoważonego pracującego na diodach *D401÷D404*, do którego doprowadzony jest także sygnał m.cz. z mikrofonu, wzmocniony przez tranzystory *T401÷T403*. Sygnał DSB z wyjścia mieszacza diodowego jest wzmacniany (*T404*), a następnie doprowadzany do filtru kwarcowego. Sygnał SSB, otrzymywany na wyjściu filtru jest wzmacniany (*T501*) i mieszany z heterodyną w mieszaczu zrównoważonym (*T502* i *T503*). Otrzymany sygnał SSB 144 MHz jest wstępnie wzmacniany w układzie pracującym na tranzystorze *T504*, a następnie przez układ *T701* i *T702*. Jako *T701* można zastosować tranzystory typów: BFW16A, 2N4427, 2N3137, 2N3866 lub KF622, a jako *T702* — tranzystory 2N3375, BLYP33 ewentual-



б



Przerwać ścieżkę

Elementy oznaczone * - montować pod płytką

Rdzeń z białą kropką

Plastikowy korpus Φ5mm - wkładać po wlutowaniu cewki.

Drut CuAg Φ0,8 - 1,0mm

Sposób wykonania cewek $L_{101 \div 103}$ oraz $L_{502 \div 504}$

Cewki L_{501}, L_{701}, L_{702}, L_{703}, L_{704} wykonać bez rdzenia, montować poziomo.

5 zwojów drutu na rurce ferrytowej Φ zewn. 4mm i dł. 5 mm

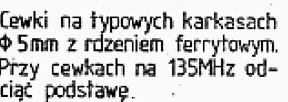
Sposób wykonania dławików Dł

Nawinąć 8 zw. wiązką skręconą z 3 drutów DNE ~3mm na dwuotworowym rdzeniu z symetryz. TV

Sposób wykonania transformatora Tr401

d

T1, T2, T3 : BFY90, BF173, BF199, 2N2369, BF197



Cewki na typowych karkasach Φ 5mm z rdzeniem ferrytowym. Przy cewkach na 135MHz odciąć podstawę.



6.9. Transiwer 144 MHz, wg SP6APV

a — schemat APV-3, b — druk, c — rozmieszczenie części, d — heterodyna do APV3 wg SP6ZDA

nie 2N3553 lub BFCP99. Zamiast tranzystora BF197 można stosować BF173. Filtr $C_{711}+L_{704}+C_{712}$ wstępnie filtruje harmoniczne oraz dopasowuje do impedancji wejściowej transiwera, która może być dobrana jako 50 Ω lub 75 Ω.

Przełączanie N/O dokonywane jest przekaźnikiem *MT6*, który przełącza antenę oraz plus zasilania torów Tx lub Rx. Układ *U801* steruje przekaźnik *MT6*, wzmacniacz wstępny (*T504*) oraz generator SKN pracujący na układzie *U802*. Na schemacie przy cewkach podano liczby zwojów i średnice. W obwodach p.cz. zastosowano adaptowane filtry 1-34F2, przy czym obwody F_{101}, F_{201} i F_{202} mają po 16+2 zwoje oraz kondensator 100 pF. Liczby zwojów w poszczególnych filtrach podano na schemacie.

W oscylatorze heterodyny pokazanej na rys. 6.9c (typu VXO) zastosowano kwarc o częstotliwości około 15 MHz lub 11,2 MHz, którego częstotliwość rezonansowa jest „przeciągana" kondensatorem zmiennym (roz. 5.1.3.6) w zakresie do 200 kHz. Zakres przestrajania zależy od zastosowanego rezonatora kwarcowego.

Na schemacie oznaczono kondensatory blokujące: *Y* — ceramiczne lub monolityczne: 10÷100 nF; *Z*: 1÷4,7 nF.

6.2.2 Transwertery 144 MHz

Budowa pełnego transiwera UKF (TRX) jest dużym przedsięwzięciem i wymaga dużych kwalifikacji oraz czasu (200 do 600 godzin). Dla posiadaczy urządzeń KF z pasmem 28—30 MHz najkorzystniejsze jest wykonanie transwertera (TRV). Jest to urządzenie złożone z dwóch konwerterów: odbiorczego i nadawczego ze wspólną heterodyną i przewidzianych do współpracy z dobrym transiwerem KF z jednej strony, a z anteną UKF z drugiej. Moc wyjściowa transwertera, zazwyczaj poniżej 1 W, może być zwiększona dodatkowym wzmacniaczem mocy FM lub liniowym.

Przy pracy jako odbiornik transwerter tworzy pełnowartościowy układ o czułości i parametrach uzależnionych od zastosowanego wzmacniacza w.cz., mieszacza i następującego TRX jako wzmacniacza p.cz. (p. rozdz. 4.5).

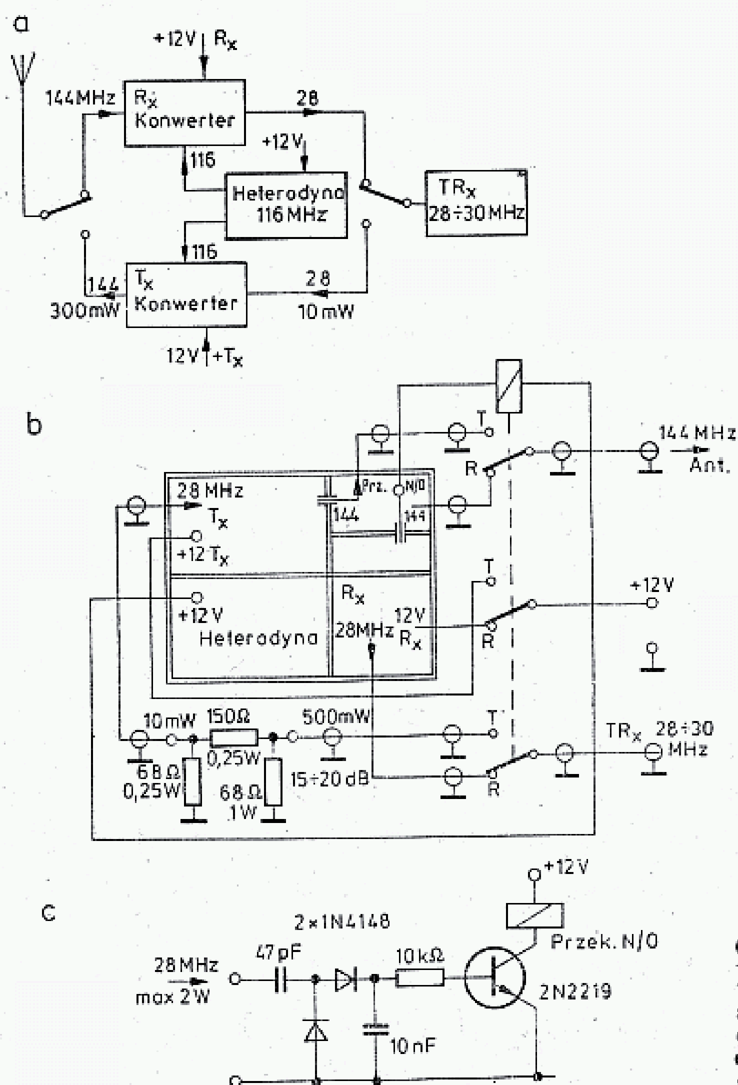
We współczesnych transwerterach 144 MHz stosuje się wspólną heterodynę, często z oscylatorem XI na 116 MHz. Oscylator powinien mieć małe szumy i dużą stabilność. Heterodyna zazwyczaj ma własny stabilizator napięcia. Jeśli chodzi o mieszacze, to istnieją dwa podstawowe rozwiązania: ze wspólnym mieszaczem dla konwerterów Tx i Rx i są to wtedy najczęściej mieszacze diodowe, podwójnie zrównoważone, lub dwa oddzielne mieszacze dla toru nadawczego i odbiorczego, najczęściej tranzystorowe (p. rozdz. 5.4). Ogólnie można stwierdzić, że pełne rozdzielenie obu torów pozwala na optymalizację indywidualną każdego z torów oraz ułatwia dołączenie urządzenia nadawczo-odbiorczego KF, gdyż umożliwia dalsze oddzielne prowadzenie torów Tx i Rx, a nawet zastosowania oddzielnego nadajnika i odbiornika. Układ ze wspólnym mieszaczem jest natomiast nieco tańszy.

6.2.2.1 Transwerter 144/28 MHz wg PA2HKR

W pokazanym na rys. 6.10 prostym transwerterze zastosowano łatwo dostępne elementy. Cechuje go duża czułość i niezła dynamika, dzięki zastosowaniu nowo-

czesnych tranzystorów polowych dwubramkowych. W torze nadawczym, przy sterowaniu mocą około 10 mW dla częstotliwości 28 MHz uzyskuje się na wyjściu 300 mW dla 144 MHz. Wystarcza to do wysterowania dwustopniowego wzmacniacza lampowego 100 W lub 4-stopniowego wzmacniacza tranzystorowego o mocy 25 W.

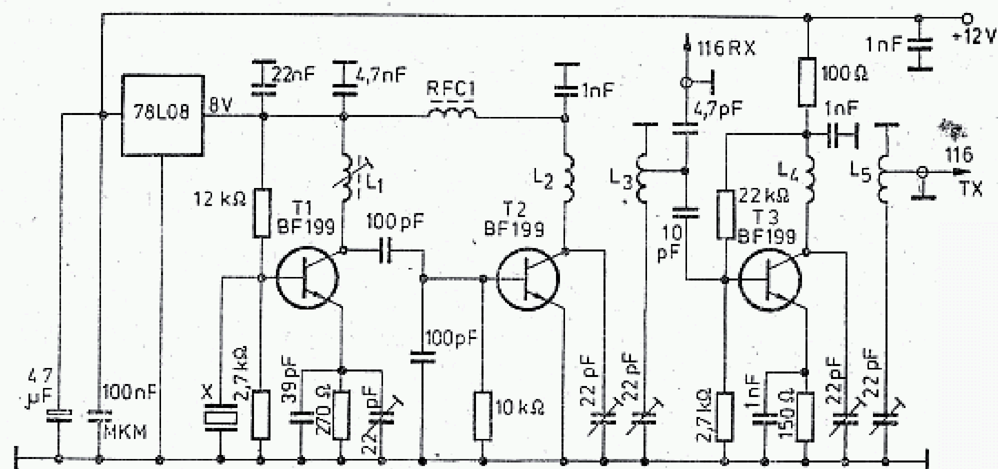
Układ blokowy TRV pokazano na rys. 6.10a. W przypadku stosowania TRX KF o innych częstotliwościach, np. 21—22 MHz, należy odpowiednio zmienić częstotliwość heterodyny. W przypadku heterodyny przestrajanej można zastosować układ o stałej p.cz., np. 9 MHz lub 10,7 MHz. Cały układ TRV jest zbudowany na jednej płytce z laminatu dwustronnego, zamkniętej w obudowie blaszanej o wymiarach 100 × 126 mm z przegrodami ekranującymi. Zewnętrzne połączenia TRV pokazano na rys. 6.10b, na rys. 6.10c pokazano uniwersalny układ przełączania z odbioru na nadawanie (przełącznik O/N) przez podanie sygnału w.cz. z transiwera KF. Układ ten można także wykorzystać przy sterowaniu przyciskiem mikrofonowym PTT, podając napięcie o odpowiedniej polaryzacji na punkt wspólny diod, za kondensatorem o pojemności 47 pF. Praktyka wykazuje, że w pasmach UKF korzystniejsze jest stosowanie układów PTT niż VOX, gdyż przekaźniki mniej pracują, stan styków jest lepszy, a ryzyko zniszczenia tranzystora wyjściowego mniejsze. Natomiast podany układ pozwala na pracę BK (natychmiastowe przełączanie N/O) przy modulacji CW i SSB, co ma także swoje zalety.



6.10. Transwerter 144/28 MHz wg PA2HKR

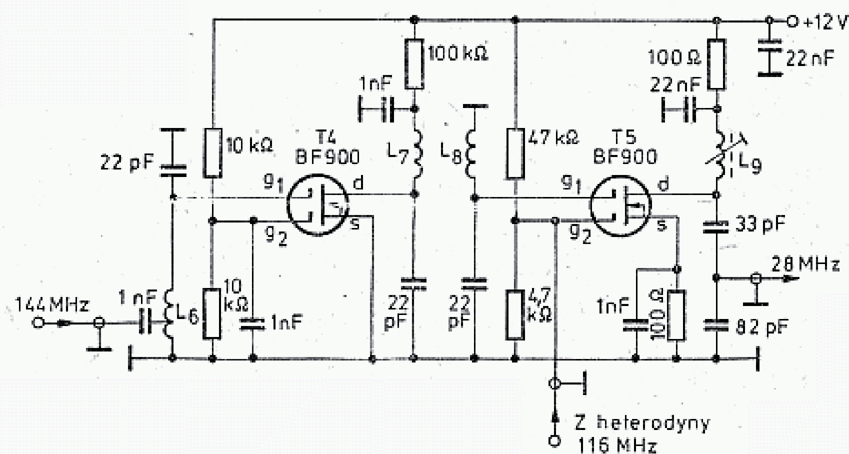
a — schemat blokowy, b — połączenia zewnętrzne, c — układ przełączania N/O, d — heterodyna, e — konwerter odbiorczy, f — konwerter nadawczy, g, h — obraz druku i rozmieszczenia części

d



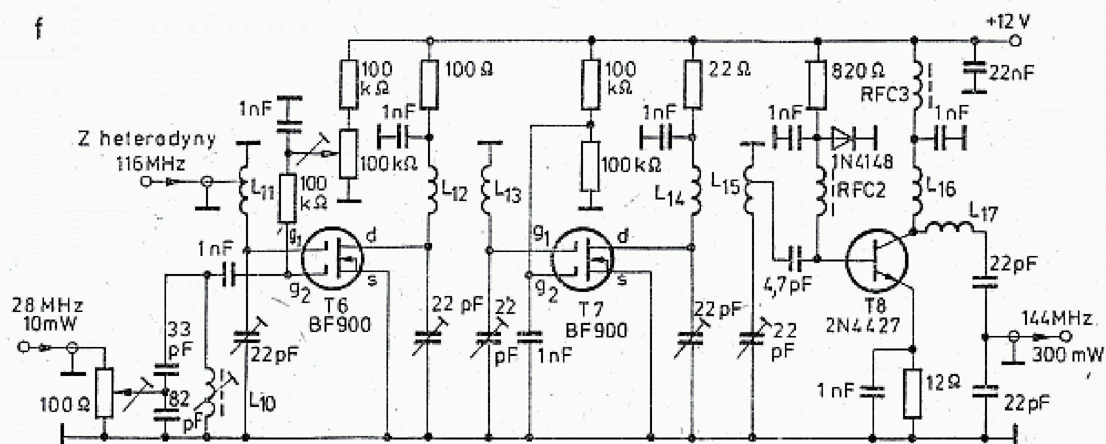
+12 V
78L08
8V
22nF
4,7nF
RFC1
1nF
116 RX
4,7pF
100 Ω
1nF
116
TX
L1
L2
L3
L4
L5
12 kΩ
T1
BF199
100 pF
T2
BF199
10
pF
22 kΩ
T3
BF199
100pF
47
µF
100nF
MKM
X
2,7 kΩ
39 pF
270 Ω
22 pF
10 kΩ
22 pF
22 pF
2,7 kΩ
1nF
150 Ω
22 pF
22 pF

e



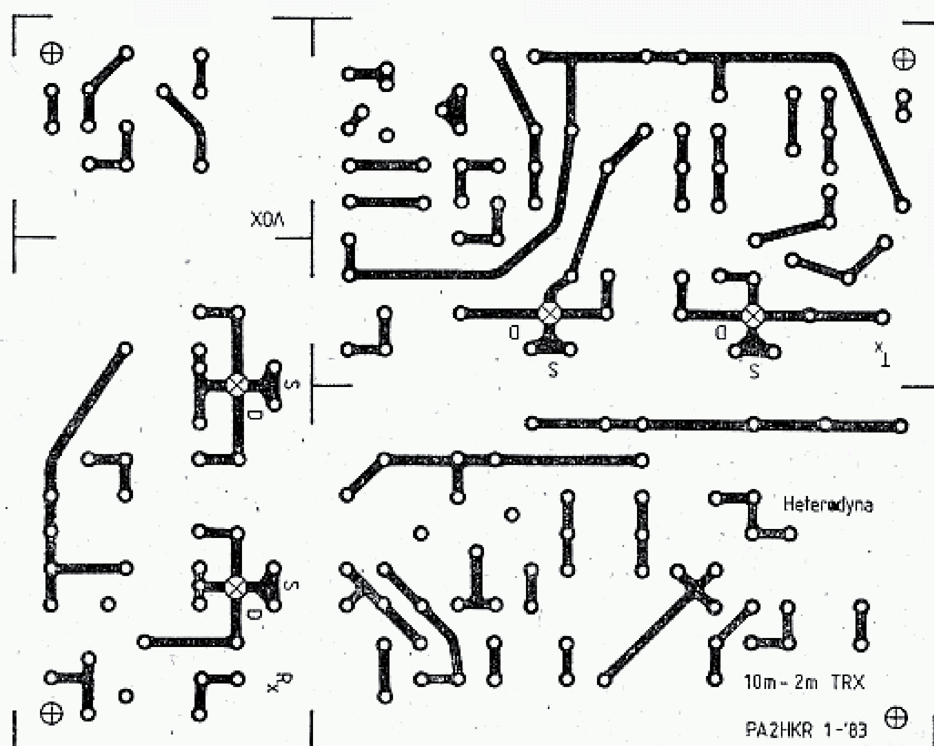
+12 V
100 kΩ
1nF
T4
BF900
10 kΩ
22 pF
L7
L8
47 kΩ
T5
BF900
100 Ω
22 nF
22 nF
L9
33 pF
28 MHz
144 MHz
1 nF
L6
10
kΩ
1nF
22
pF
22
pF
4,7
kΩ
1nF
100 Ω
82 pF
Z heterodyny
116 MHz

f

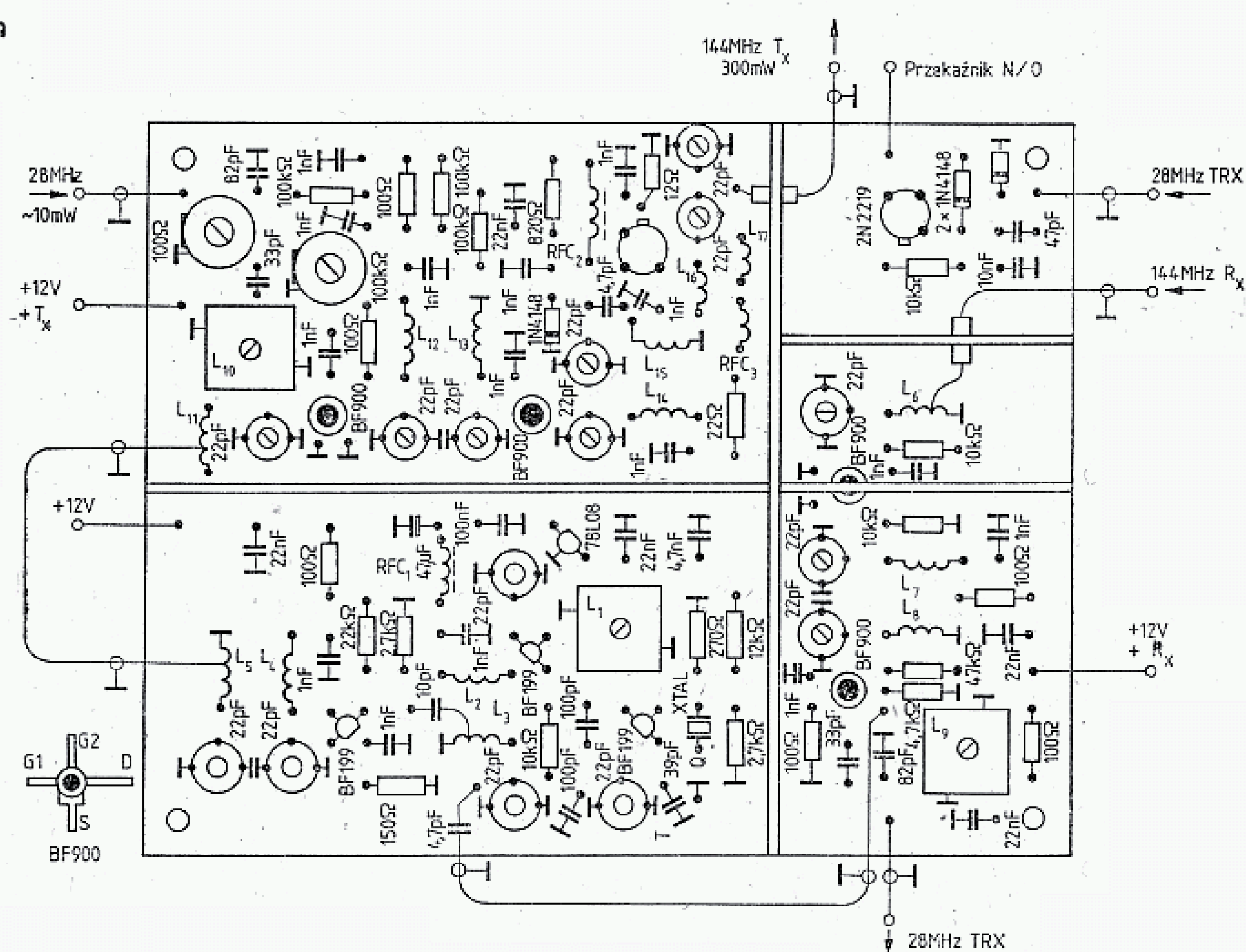


+12 V
100
kΩ
100 Ω
100
kΩ
22 Ω
820 Ω
RFC3
22nF
1nF
1nF
1nF
1nF
1nF
1N4148
Z heterodyny
116MHz
100 kΩ
100 kΩ
L11
100
kΩ
L12
L13
L14
L15
RFC2
L16
L17
1nF
T6
BF900
T7
BF900
4,7pF
T8
2N4427
22pF
28 MHz
10mW
33
pF
22pF
22 pF
22
pF
1nF
22pF
22
pF
144MHz
300 mW
100 Ω
82
pF
L10
1 nF
12 Ω
22pF

g


VOX
Heterodyna
10m - 2m TRX
PA2HKR 1-'83

h


144MHz Tx
300mW
Przekaźnik N/O
28MHz
~10mW
+12V
+Tx
28MHz TRX
144MHz Rx
+12V
+Rx
28MHz TRX
BF900

Między wyjściem TRX 28 MHz i TRV 28/144 włączony jest tłumik 15—20 dB. Układ TRV wymaga zaledwie mocy 10 mW do wysterowania i mogą być trudności z uzyskaniem tak małej mocy bezpośrednio z układu TRX, a poza tym przy tak małym wysterowaniu TRX mogą występować zniekształcenia modulacji. W większości firmowych układów TRX jest specjalne wyprowadzenie służące do współpracy z transwerterami UKF i wtedy tłumik staje się zbędny.

Na rysunku 6.10d pokazano schemat heterodyny z rezonatorem 38,667 kHz. Rezonatory te są łatwiejsze do uzyskania, lecz wymagają zastosowania potrajacza pracującego na tranzystorze *T2*. W przypadku zastosowania rezonatora 116 MHz stopień ten odpada. Sygnał do mieszacza Rx pobierany jest z obwodu L_3, zaś do mieszacza Tx jest dodatkowo wzmacniany na tranzystorze *T3* i filtrowany przez cewki L_4 i L_5. Tranzystory BF199 mogą być zastąpione przez BF173, BF197, 2N2222, 2N2369.

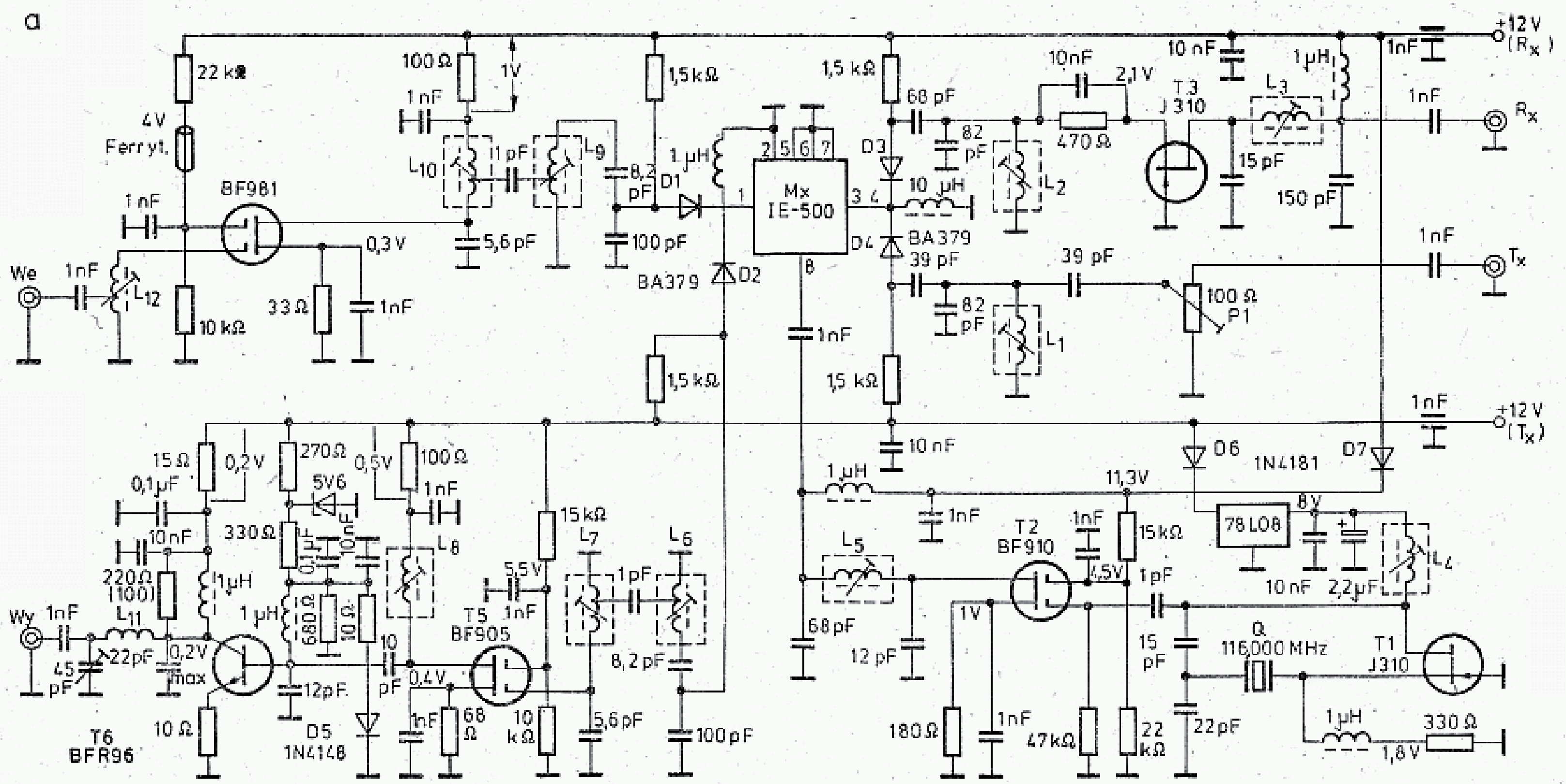
Konwerter odbiorczy (rys. 6.10e) ma na wejściu wzmacniacz (*T4*: BF900), który daje bardzo dobre wyniki. Lepsze wyniki można uzyskać stosując tranzystor BF981, lecz pod warunkiem, że cały tor wejściowy będzie miał małe tłumienie (rozdz. 5.5). W przeciwnym przypadku jest to nieopłacalne. W torze nadawczym (rys. 6.10f) zastosowano mieszacz (*T6*: BF900), po którym następuje wzmacniacz (*T7* i *T8*). Ten ostatni pracuje w klasie AB i ma stabilizację termiczną, uzyskaną na diodzie 1N4148 (BAP795).

Cewki nawijane są na średnicy 6 mm drutem CuAg1 i mają liczby zwojów: L_2, L_3, L_4, L_5, L_{11} — po 5 zwojów, L_6, L_7, L_8, L_{12}, L_{13}, L_{14}, L_{15} — po 4 zwoje z odczepem 1 zwoju od masy, L_{16} — 3 zwoje, L_{17} — 2 zwoje. Cewki L_1, L_9, L_{10} są nawinięte drutem DNE 0,4 na korpus z rdzeniem, a liczba zwojów zależy od rdzenia. Orientacyjnie mają one: L_1 — 5 zwojów, L_9, L_{10} — 12 zwojów. Dławiki nawijane są drutem DNE 0,4: RFC1 — 3 zwoje na pierścieniu ferrytowym. RFC2 — ferryt 6-otworowy RFC3 — 2 zwoje.

Na rysunku 6.10g pokazano obraz płytki z masą pod spodem, a na rys. 6.10h rozmieszczenie elementów i przegród ekranujących. Połączenia między obwodami L_5—L_{11} są zrobione za pomocą kawałka kabla koncentrycznego umieszczonego pod spodem płytki. Tranzystory BF900 zamocowano w otworze Ø 5 mm od strony masy i przylutowano do niej końcówkę wyprowadzenia źródła. Pozostałe elektrody należy przełożyć na drugą stronę przez otwór w płytce. Poszczególne elementy należy montować na płytce w następującej kolejności: rezystory, kondensatory, cewki i na koniec półprzewodniki. Strojenie układu jest proste i nie wymaga specjalnych objaśnień.

6.2.2.2 Transwerter 144/28 MHz wg DK8DD

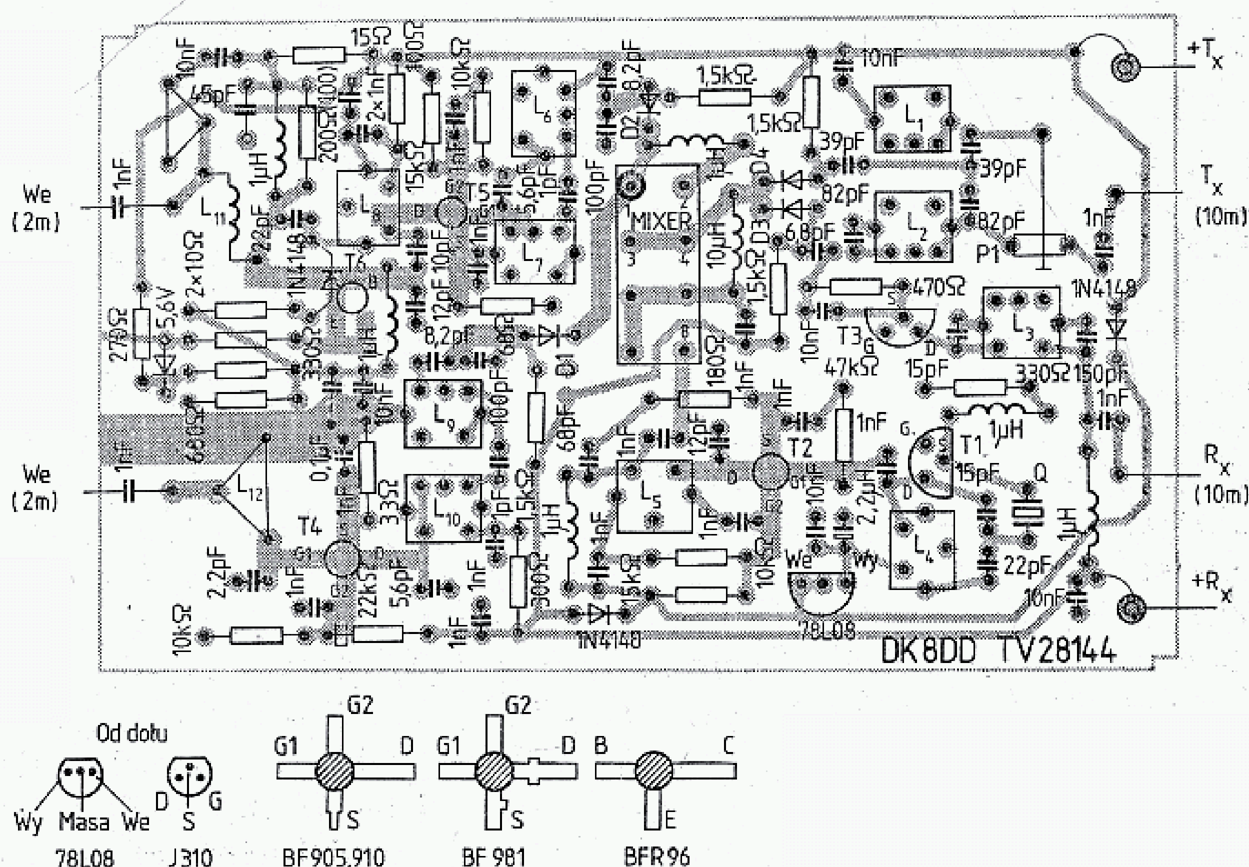
Na rysunku 6.11 pokazano nowoczesny transwerter opisany przez DK8DD w [9] i w innych czasopismach amatorskich. Zastosowano w nim na wejściu tranzystor BF981 i mieszacz diodowy IE500 uzyskując $F = 1{,}2$ dB, a w torze nadawczym tranzystor BFR96, który przy $U_{cc} = 12$ V i $P_{we} = 1$ mW dostarcza przy częstotliwości 144 MHz mocy $P_{max} = 250$ mW (FM), a jako wzmacniacz liniowy (SSB) mocy $P_{wy} = 150$ mW przy mocy $P_{we} = 0{,}5$ mW, z tłumieniem harmonicznych


a
+12 V (Rx)
+12 V (Tx)
Rx
Tx
We
Wy
Ferryt.
4V
22 kΩ
BF981
1 nF
10 kΩ
33 Ω
0,3 V
L12
100 Ω
1V
L10
L9
11 pF
5,6 pF
8,2 pF
100 pF
1,5 kΩ
1 μH
D1
D2
BA379
Mx
IE-500
D3
D4
10 μH
68 pF
82 pF
39 pF
L1
L2
10nF
2,1 V
470 Ω
T3
J310
L3
15 pF
150 pF
10 nF
100 Ω
P1
D6
D7
1N4181
78L08
8V
2,2 μF
L4
T1
J310
Q
116,000 MHz
22 pF
330 Ω
1,8 V
11,3V
15 kΩ
T2
BF910
4,5V
1 pF
1V
180 Ω
47kΩ
22 kΩ
L5
12 pF
L6
L7
T5
BF905
5,5V
0,4V
68 Ω
10 kΩ
L8
0,5V
270 Ω
5V6
330 Ω
0,1 μF
680 Ω
10 Ω
D5
1N4148
15 Ω
0,2 V
220 Ω
(100)
L11
45 pF
max
T6
BFR96

do 55 dB (do 500 MHz). Przełączanie N/O dokonywane jest przełączaniem +T*x* i +*Rx*, zaś mieszacz przełączany jest diodami PIN BA379, które w ostateczności można zastąpić diodami z przełącznika kanałów (BA182).

Całość zmontowana jest na płytce dwustronnie laminowanej 101×60. Elementy znajdują się po stronie masy, ścieżki druku znajdują się od spodu. Całość objęta jest ramką z blachy białej dwuczęściowej 102×60×28 mm. Po przygotowaniu płytki do wyposażenia, po wierceniu otworów 0,8 mm sfazowanych od strony masy, otworów 5 mm pod tranzystory *T2*, *T4*, *T5* i *T6* oraz otworów 2,6 mm pod kondensatory przepustowe, płytkę obejmuje się dwiema częściami ramki i wstawia do dolnej przykrywy o zagiętych brzegach. Po dopasowaniu lutuje się obie części ramki w dwóch rogach (pokrywy się nie przylutowuje). Po założeniu 4 gniazd BNC z wyprowadzeniami skróconymi do 2 mm przylutowuje się masę dookoła płytki do ramki, tak by druk znajdował się w odległości około 3 mm nad dolną pokrywą.

Zasilanie +*Rx* i +*Tx* wyprowadzane jest przepustami teflonowymi, pod którymi znajdują się kondensatory przepustowe przylutowane do masy. Następnie od spodu należy przylutować wyprowadzenie masy L_{12} do ramki. Teraz należy wmontować kondensatory ceramiczne. Kondensatory i cewki, których końce łączone są z masą mają wyprowadzenia nieco dłuższe i są przylutowane dodatkowo do ścieżek masy po drugiej stronie płytki. Dodatkowe połączenia tych ścieżek z masą nie są wykonywane. Końcówki łączone tylko ze ścieżkami przechodzą przez otwory, które są po stronie masy sfazowane lub tak wytrawione, by końcówki nie stykały



6.11. Transwerter 144/28 wg DK8DD
a — schemat, b — rozmieszczenie części

się z masą. Dalej należy wlutować pozostałe elementy, takie jak rezystory, trymery foliowe i cewki zachowując ich położenie zgodnie z rys. 6.11b. Kubki ekranujące należy przylutować do masy stosując gorącą kolbę z końcówką o szerokości 3 mm; lutowanie nie może trwać dłużej niż kilka sekund. Mieszacz zrównoważony dolutowuje się w podobny sposób, łącząc jego obudowę na krawędziach czołowych z masą. Oddzielnie należy wlutować trymery i kwarc. Przy lutowaniu tranzystorów MOS-FET należy uprzednio giętkim drutem wykonać połączenie ekwipotencjalne obudowy kolby z płytką, by prąd upływności kolby nie zniszczył ich delikatnych struktur. Na końcu należy przylutować diodę *D5* i połączyć termicznie z obudową tranzystora *T6*.

Strojenie wstępne przeprowadza się metodami konwencjonalnymi: *Rx* i *Tx* na maksymalne sygnały przy sterowaniu *Rx* ze słabego źródła przez tłumik, zaś *Tx* przy obciążeniu miernikiem mocy zdolnym mierzyć moc poniżej 100 mW. Po założeniu dolnej pokrywy całość zestraja się powtórnie. Strojenie rozpoczyna się od uruchomienia oscylatora heterodyny 116 MHz. Dobre oscylacje uzyskuje się przy stosowaniu tranzystora FET typu J310 (U310), przy innych mogą wystąpić pewne trudności i poziom szumów fazowych może być większy. Cewka L_4 umożliwia korektę częstotliwości o kilkaset Hz, lecz ważniejsze jest uzyskanie mocy co najmniej 5 mW dla wysterowania mieszacza na IE500 (HPF-505, SRA1 itp.).

Przy strojeniu toru *Rx* wejście powinno być obciążone dopasowaną anteną lub generatorem o impedancji 50 Ω. Bez obciążenia wejścia tranzystor *T4* może się wzbudzać. Najpierw cewki L_2 i L_3 stroi się na maksimum szumów, a następnie cewki L_9, L_{10} i L_{12}. Jeśli układ jest wrażliwy na te przestrajania i daje wyraźne maksima, to świadczy to o jego prawidłowej pracy i można przejść do precyzyjnego dostrojenia. Odbiornik KF należy ustawić na częstotliwość 28,1 MHz, a cewki L_3 i L_{10} na maksimum szumów (wskazania S-metra). Następnie przy 29,9 MHz trzeba dostroić cewki L_2 i L_9 także na maksimum szumów. Na końcu należy dostroić cewkę L_{12} nie na maksimum szumów jednak, lecz na największy stosunek sygnału do szumu. Najlepiej zrobić to podczas odbioru słabej radiolatarni przez antenę i kabel, który będzie stale stosowany. Zestrojenie to jest selektywne i należy je wykonać na najczęściej stosowanym wycinku pasma, np. 144,3/28,3 MHz.

Przy strojeniu toru nadawczego w żadnym przypadku nie można dostarczyć mocy przekraczającej 100 mW dla częstotliwości 28 MHz, gdyż spowoduje to uszkodzenie mieszacza. Przy mocach około 1 mW potencjometr R_1 ustawia się blisko największej wartości, przy większych mocach ustawia się na odpowiednio mniejsze wartości. Najpierw należy dostroić cewkę L_1 na maksimum napięcia w.cz. mierzonego sondą na zaciskach *3* i *4* mieszacza po podaniu +12 V na wejście +*Tx*. Następnie należy przenieść sondę na bramkę G_1 tranzystora *T5* i dostroić cewki L_6 i L_7 do rezonansu. W tym stanie miernik mocy na wyjściu 144 MHz powinien już reagować. Dalsze dostrojenie obejmuje cewkę L_8 i trymer filmu wyjściowego. Po uzyskaniu tego stanu ustawia się sygnał 28,1 MHz na wejściu TRV i dostraja cewki L_1 i L_7 na maksimum mocy wyjściowej, a przy częstotliwości 29,9 MHz cewki L_6 i L_8 i trymer 45 pF. Przy takim zestrojeniu można uzyskać tłumienie harmonicznych wynoszące co najmniej 45 dB. Aby uzyskać większe tłumienie, do 55 dB trzeba zastosować do strojenia analizator widma. Przy pracy w węższym wycinku pasma,

np. tylko SSB, całość można odpowiednio przestroić uzyskując większe wzmocnienie, ponad 20 dB. Im mniejsza moc sygnału o częstotliwości 28 MHz jest doprowadzana do mieszacza, tym bardziej czysty sygnał uzyskuje się na wyjściu, lecz wymaga to większego wzmocnienia.

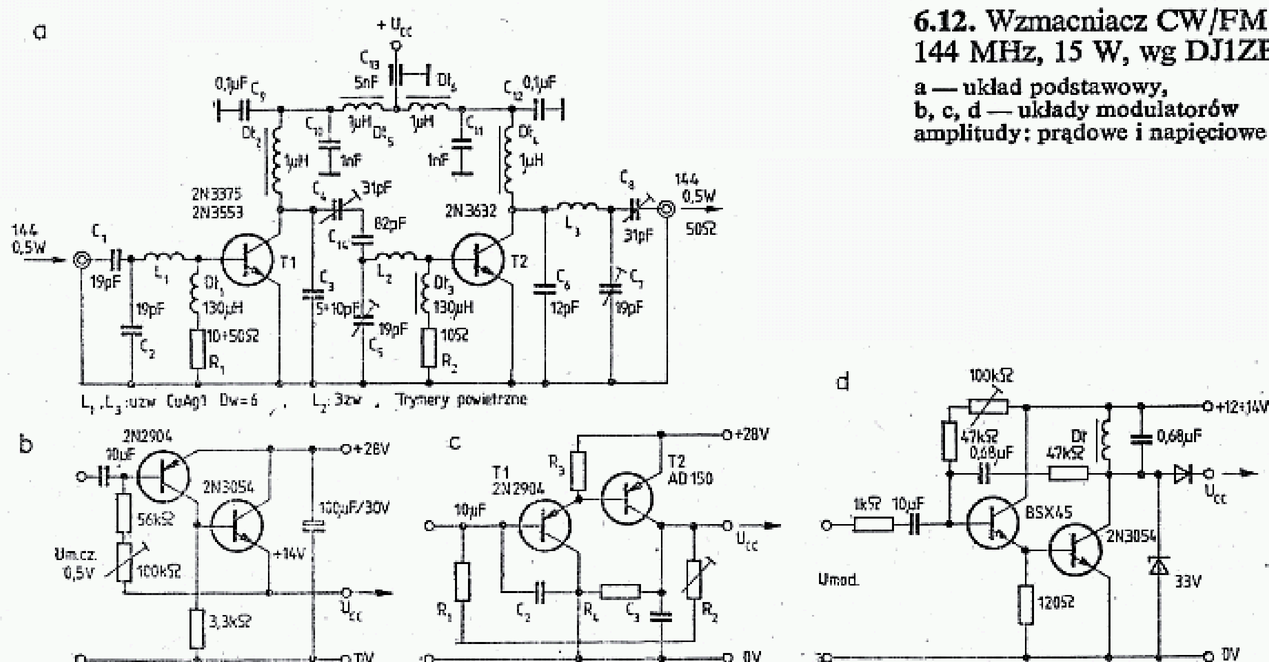
Tranzystor T6 — BFR 96 ma bardzo duże wzmocnienie. Jego parametry to: $U_c = 10$ V, $I_c = 50$ mA, $f = 500$ MHz, $G = 15$ dB, $P_{tot} = 0{,}5$ W, $f_T = 5000$ MHz, $I_{c\,max} = 75$ mA, $U_{ce0\,max} = 20$ V, $R_{th\,ja} = 200$ K/W i bez obciążenia czystą rezystancją $R_a = 50\ \Omega$ może się wzbudzać. Jeśli po nim następuje wzmacniacz mocy ze zmienną impedancją wejściową przy zmianie wysterowania, to T6 może się także wzbudzać. Można temu zapobiegać zamieniając rezystor kolektorowy 220 Ω na 100 Ω, lecz spowoduje to spadek mocy do około 50 mW.

Skojarzenie wejść *Tx* i *Rx* bezpośrednio z anteną lub przez wzmacniacz mocy wymaga przekaźników antenowych sterowanych odpowiednio napięciami $+Tx$ lub $+Rx$. Można przy tym skorzystać z układu podobnego do pokazanego na rys. 6.10b. Cewki $L_1 \div L_{10}$ są wykonane na karkasach z rdzeniami i zamknięte w kubkach. Cewka L_{11}: 5 zwojów CuAg 0,8 na $D_w = 4$ mm, długość wg płytki. Cewka L_{12}: 6,5 zwojów CuAg 0,8 na korpusie z rdzeniem ferrytowym UKF, odczep dobiera się w czasie strojenia, około 1 zwoju od masy. Kondensator 1 nF łączy BNC bezpośrednio z odczepem.

6.2.3 Wzmacniacze mocy tranzystorowe

6.2.3.1 Wzmacniacz FM 15 W

Na rysunku 6.12a pokazano klasyczny układ wzmacniacza 144 MHz wg konstrukcji DJ1ZB 3. Stopień wejściowy obsadzony jest przez tranzystor *T1* — 2N3375, lecz dobrane egzemplarze 2N3553 i tranzystor *T2* — 2N3632 także umożliwiają uzyskanie



6.12. Wzmacniacz CW/FM 144 MHz, 15 W, wg DJ1ZB
a — układ podstawowy,
b, c, d — układy modulatorów amplitudy: prądowe i napięciowe

mocy 15 W. Tranzystor 2N3553 wymaga chłodzenia radiatorem gwiazdowym, natomiast tranzystor 2N3375 może być przykręcony do wspólnego dla tranzystora 2N3632 radiatora. Aby odizolować elektrycznie kolektor dawniej stosowano podkładki z tlenku berylu, mającego małą pojemność elektryczną i dużą przewodność cieplną. Ponieważ okazało się, że tlenek berylu w postaci pyłu jest silnie trujący (powoduje paraliż układu oddechowego) podkładek tych obecnie stosować nie wolno. Tlenek berylu jest obecnie nadal stosowany jako izolator w tranzystorach mocy i waraktorach. W przypadku uszkodzenia się takich półprzewodników nie wolno ich rozbierać, gdyż mogą przypadkowo powstać niewielkie ilości pyłu lub odprysków trującego tlenku berylu. Zamiast podkładek berylowych stosuje się obecnie podkładki mikowe, teflonowe lub z tlenku aluminium. Dają one dodatkową pojemność kolektor — masa i dlatego eliminuje się pojemność C_3, a w razie potrzeby w cewce L_2 zmniejsza się liczbę zwojów do 2. To samo dotyczy tranzystora *T2* i pojemności C_6.

Układ dla pracy CW i FW zasila się napięciem $U_{cc} = 28$ V. Przy modulacji amplitudowej AM napięcie U_{cc} zależy od sposobu modulacji. Można stosować modulację napięcia lub prądu kolektorowego. W obu przypadkach przy modulacji tylko stopnia końcowego nie uzyskuje się 100% modulacji, gdyż przy bardzo niskim chwilowym napięciu kolektora do obwodu kolektorowego przenika sygnał sterujący bazę. Dlatego stosuje się często jednoczesną modukację stopnia sterującego i końcowego.

W układach z modulacją prądową (rys. 6.12b i c) w szereg z tranzystorem mocy włącza się tranzystor modulujący. Do układu dołącza się pełne napięcie (28 V), co pozwala na uzyskanie pełnej mocy CW i FM 15 W, zaś przy pracy AM tranzystor szeregowy przełącza się ze stanu nasycenia do stanu pracy jako wzmacniacz liniowy. W tym celu potencjometry ustawia się tak, by na wyjściu uzyskać 14 V. Moc fali nośnej spada do około 4 W, a w szczytach modulacji dochodzi do 15 W. Dla poprawienia liniowości stosuje się sprzężenie zwrotne na elementach C_3, R_4 i C_2. Stosowane były także układy sprzężenia zwrotnego m.cz., które pobierały część sygnału z wyjścia tranzystora *T2*, demodulowały, porównywały z sygnałem m.cz. z mikrofonu i różnicę w fazie przeciwnej dodawały do sygnału sterującego modulator. Sposób ten znacznie poprawiał liniowość, lecz obecnie, wobec stosowania lepszych bardziej liniowych tranzystorów mocy UKF oraz prawie nie stosowania modulacji AM, sposób ten zarzucono.

Drugi sposób modulacji polega na obniżeniu napięcia zasilającego do połowy (do $12 \div 14$ V) wraz włączeniu w szereg z kolektorem dławika m.cz. (rys. 6.12f). Jest to układ modulacji Heisinga. W czasie modulacji samoindukcja dławika powoduje wzrost napięcia do 28 V. Aby ochronić tranzystor przed przepięciami do kolektora należy dołączyć diodę Zenera *D3* na 33 V. Dioda *D4* pogłębia stopień modulacji. Wszystkie trzy układy modulacyjne mają skłonność do samowzbudzania się.

Wzmacniacz w.cz. pracuje w klasie C i dlatego nie nadaje się do wzmacniania sygnałów SSB. Zmieniając punkty pracy i przechodząc do klasy AB można uzyskać około 5 W przy modulacji SSB, lecz z dużym poziomem zakłóceń intermodulacyjnych. Przy pracy CW lub FM przy napięciu 28 V i mocy 15 W na wyjściu tranzystor 2N3632 pobiera prąd 800 mA, tranzystor 2N3375 prąd 150 mA.

6.2.3.2 Wzmacniacz liniowy 15 W 144 MHz

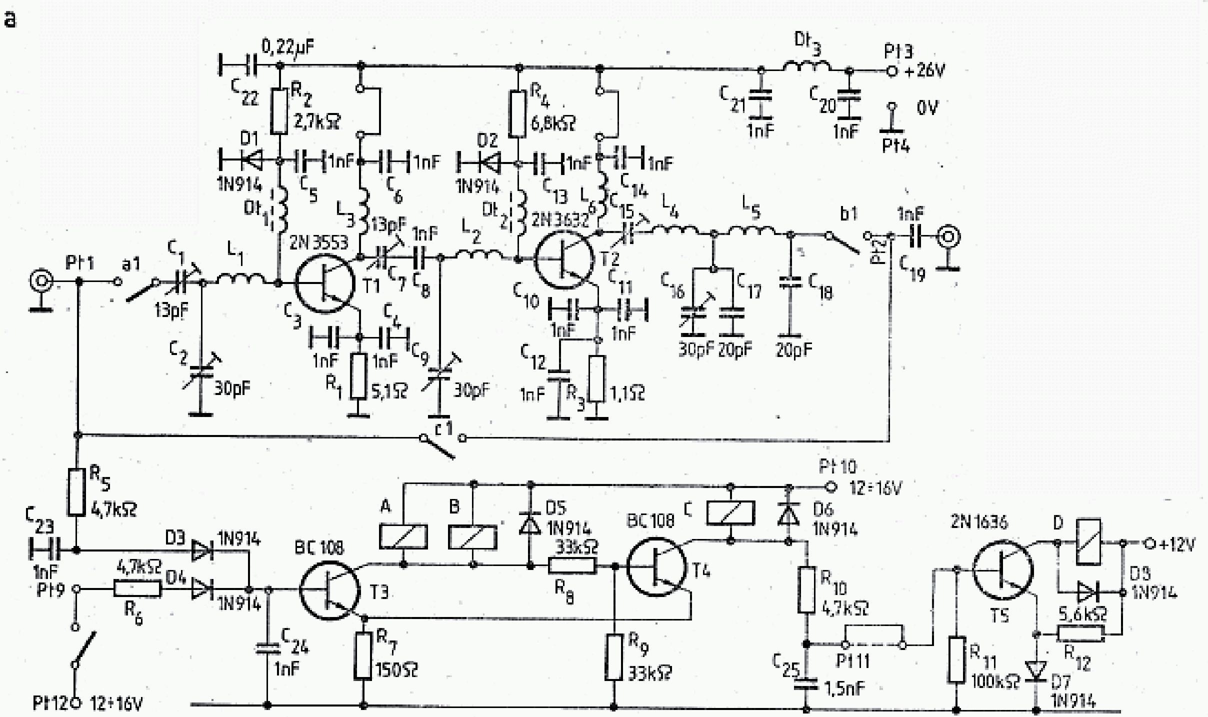
Układ pokazany na rys. 6.12 pracuje w klasie C. Jeśli do bazy tranzystora zostanie doprowadzone napięcie polaryzujące (rys. 6.13), to będzie on pracował w klasie AB, co pozwoli już na wzmacnianie sygnałów SSB. Ponieważ tranzystor 2N3632 ma dość nieliniową charakterystykę przenoszenia, to przy silniejszym wysterowaniu rośnie moc, lecz i jednocześnie zniekształcenia.

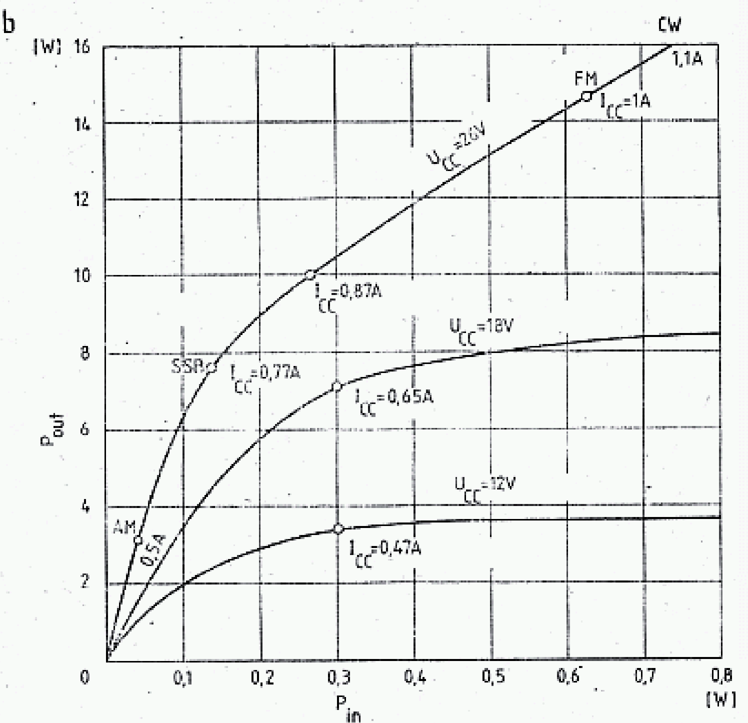
Jak z wykresów na rys. 6.13b wynika, zakres liniowej pracy przy niskich napięciach jest niewielki i uzyskiwana moc jest nieduża. Korzystne warunki pracy występują dopiero dla U_{cc} = 26 V. Wtedy to przy modulacji amplitudy AM i wysterowaniu P_{we} = 40 mW uzyskuje się P_{wy} = 3 W przy pobieranym prądzie 0,5 A. Przy pracy jako wzmacniacz SSB dla P_{we} = 150 mW uzyskuje się P_{wy} = 8 W pep przy I_c = 0,75 A. Dopuszczając większe zniekształcenia, przy wysterowaniu do 250 mW uzyskuje się maksymalnie 10 W. Przy pracy FM z ciągłą falą nośną zaleca się sterowanie mocą 560 mW dla uzyskania 14,5 W przy poborze prądu 1 A, a przy pracy CW można wysterowanie podnieść do 750 mW, uzyskując 16 W przy poborze 1,1 A. Wtedy to radiator musi odprowadzać moc strat 11 W. Liniowość układu można poprawić kosztem niewielkiego zmniejszenia mocy zwiększając rezystancję R_3 z 1,1 Ω do 2,2 Ω.

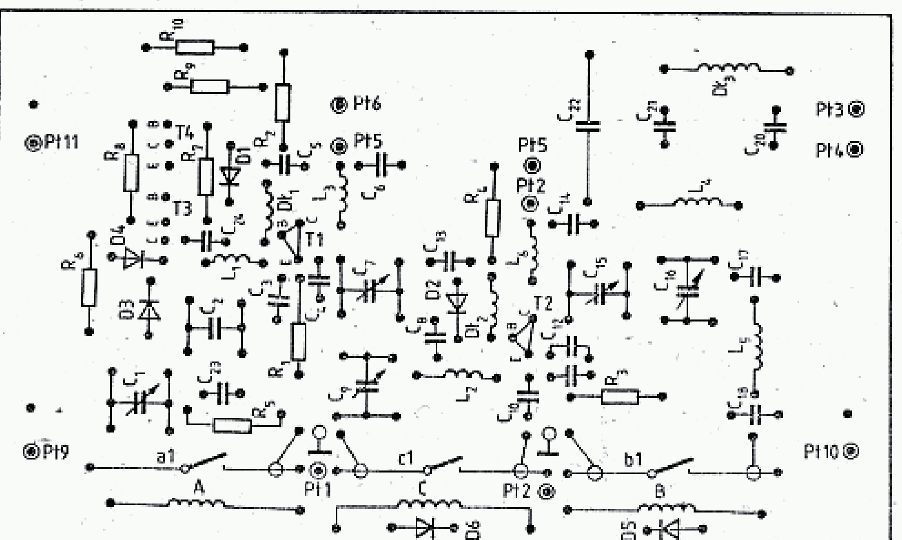
Aby umożliwić pracę CW, FM i SSB bez przełączania polaryzacji przyjęto punkty pracy w klasie AB_1 z następującymi prądami spoczynkowymi: dla tranzystora *T1*: 35 mA, dla *T2*: 65 mA. Wielkość tych prądów zależy od doboru rezystorów R_2 i R_4 wpływających na spadki napięć na diodach krzemowych *D1* i *D2*. Diody te, dla dobrej kompensacji zmian prądu spoczynkowego przy zmianach temperatury powinny być w dobrym kontakcie termicznym z tranzystorami mocy. Emitery tranzystorów muszą być jak najkrótszą drogą połączone przez kondensatory z masą. Jak to już wyjaśniono w rozdz. 5.1 indukcyjność emiterowa znacznie zmniejsza wzmocnienie tranzystora, szczególnie tranzystora mocy. Dlatego też stosuje się równoległe dołączenie kilku kondensatorów o małych pojemnościach. Na wyjściu wzmacniacza znajduje się filtr dolnoprzepustowy L_4-C_{16}-C_{17}-L_5-C_{18}. Filtr w obwodzie zasilania ogranicza przenikanie w.cz. do innych obwodów.

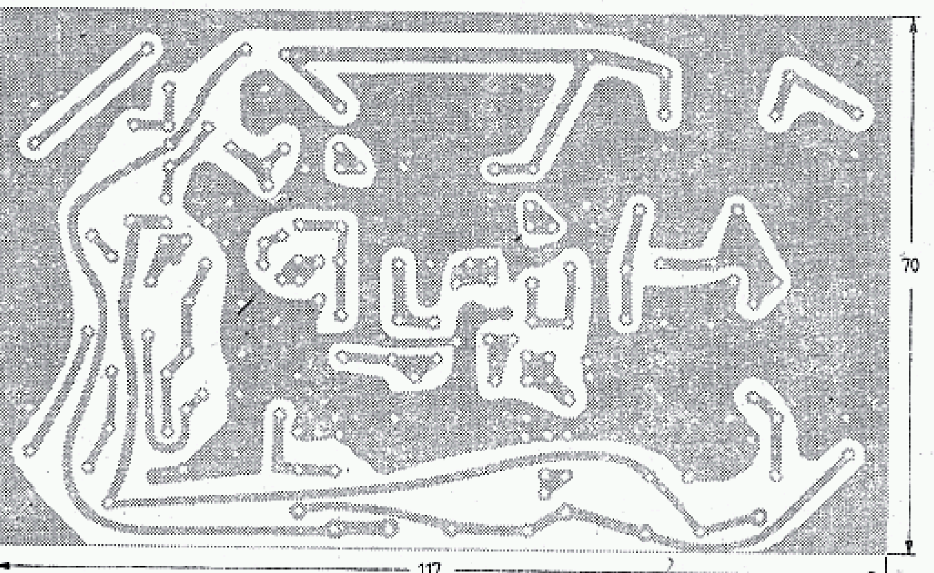
Wzmacniacz jest przełączany trzema przekaźnikami kontaktronowymi sterowanymi przez tranzystory *T3* i *T4* połączone w układzie przerzutnika Schmitta. Układ przekaźnikowy zasilany jest napięciem +12 do +16 V, zaś sterowanie przekaźnikami może odbywać się albo przez podanie napięcia sterującego dodatniego na *Pt1* przez kabel w.cz., albo na *Pt9* z przycisku *PTT*. Sygnał sterujący na *Pt1* przechodzi przez elementy R_5 i *D3* i przełącza przerzutnik Schmitta powodując przewodzenie tranzystora *T3* i włączenie przekaźników *A* i *B* oraz przerwania prądu w tranzystorze *T4* i rozłączenie przekaźnika *C*. To samo działanie można uzyskać podając dodatnie napięcie na *PT9* za pośrednictwem klucza lub przycisku *PTT*. W czasie nadawania (*N*) na *Pt11* występuje pełne napięcie dodatnie. Służy ono do włączenia przetwornicy 12/26 V przekaźnikiem *D* sterowanym tranzystorem 2N1613 (BC211).

Po odłączeniu plusa z kabla zasilającego w.cz. wzmacniacz przełącza się na pracę odbiorczą (0), przekaźnik *A* i *B* otwiera styk, a *C* zamyka, równocześnie









6.13. Wzmacniacz liniowy wg DL8ZK

a — schemat wzmacniacza, b — charakterystyka, c — układ płytki, d — układ ścieżek

T1 — 2N3553, *T2* — 2N3632

L_1, L_2 — 3 zw. CuAg 1; D_w = 5, l = 7 mm

L_3, L_6 — 2 wz. DNE 0,5; D_w = 5

L_4 — 6 zw. CuAg 1,5; D_w = 6, l = 11 mm

L_5 — 4 zw. CuAg 1; D_w = 5, l = 7 mm

$Dł_1$, $Dł_2$ — 3 zw. DNE J 0,25; perła ferrytowa

$Dł_3$ — dławik ferrytowy

otwiera przekaźnik *D* i przetwornica przestaje pracować. Układ może być sterowany transiwerem, jeśli zostanie wykonane połączenie dostarczające plus do kabla w czasie pracy *N*. Przekaźniki kontaktronowe miniaturowe mają na rurce szklanej nałożoną folię miedzianą, która jest uziemiona; zbliża to układ z kontaktronem do impedancji falowej 70 Ω. Folia ta nie może tworzyć zwartego zwoju. Cewka sterująca kontaktronem ma 16 000 zwojów i rezystancję 4600 Ω.

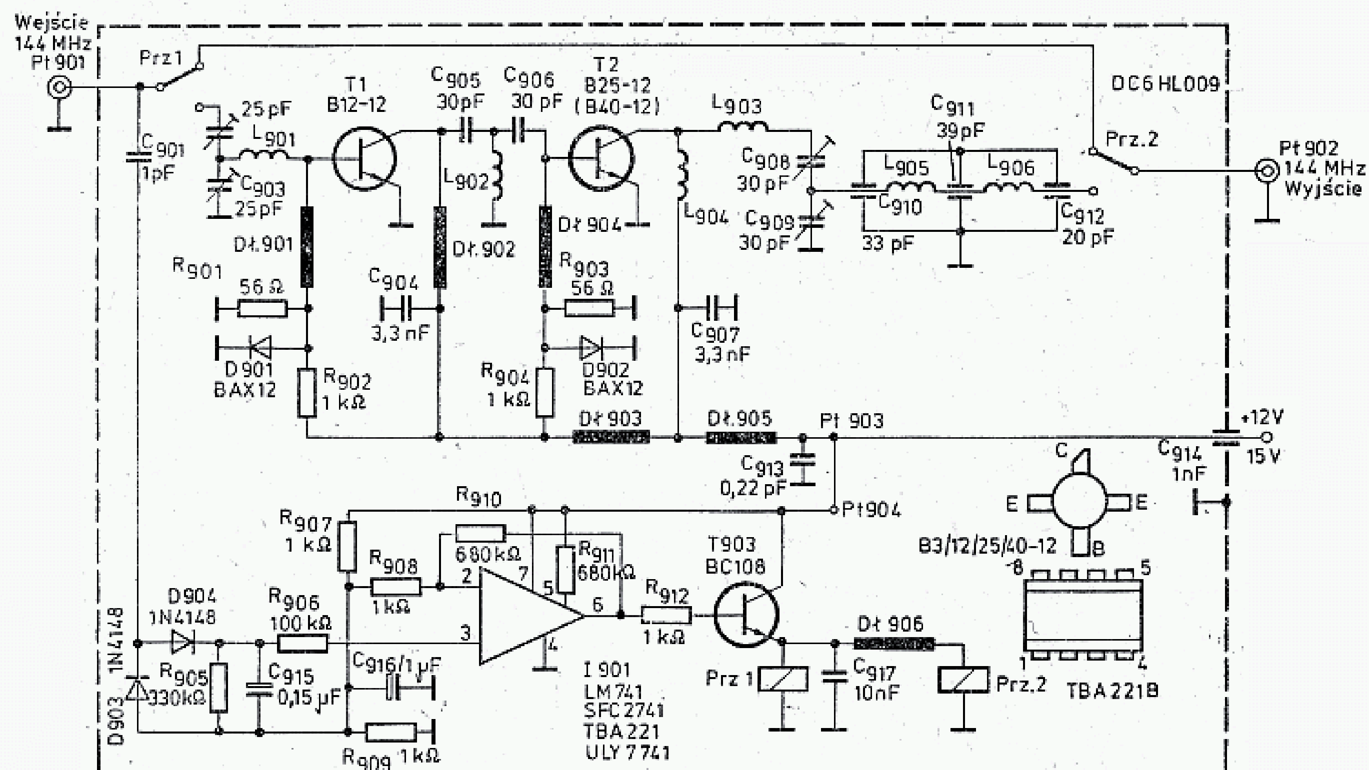
Cały wzmacniacz wykonany jest na laminacie jednostronnym 117×70, zamkniętym w blaszanym pudełku. Tranzystory *T1* i *T2* są mocowane od strony dna pudełka, po którego drugiej stronie znajduje się radiator. Ciepło z tranzystora *T1* jest odprowadzane do radiatora za pośrednictwem tulei miedzianej, odizolowanej od radiatora grubo eloksydowaną blaszką aluminiową z zastosowaniem pasty silikonowej dla poprawienia odprowadzania ciepła. Tranzystor *T2* jest bezpośrednio przykręcony do radiatora i dna pudełka. Otwory w płytce pod nóżki tranzystorów *T2* i *T1* mają wstawione nity tulejkowe. Ułatwia to dobre i szybkie dolutowanie tranzystorów do ścieżek druku.

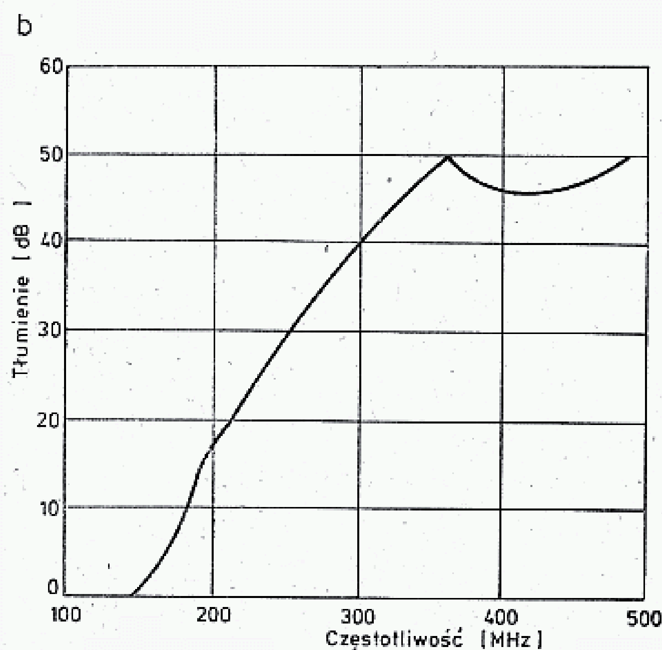
6.2.3.3 Wzmacniacz liniowy 25 W wg DC6HL

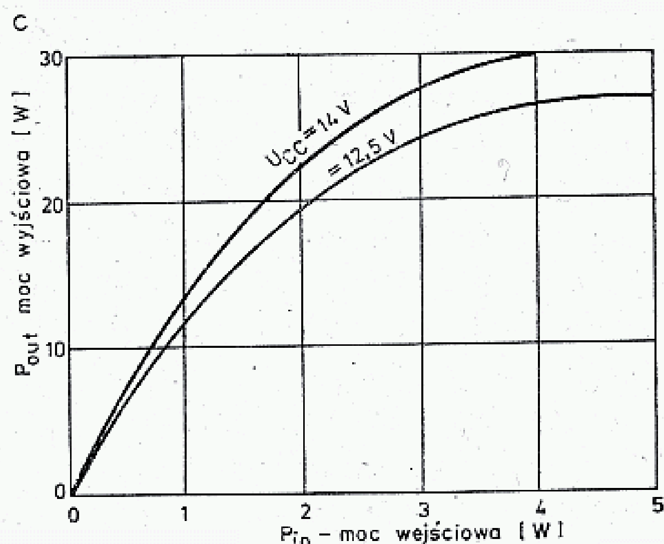
Na rysunku 6.14 pokazano schemat dwustopniowego wzmacniacza liniowego wg DC6HL. Zbudowano je na tranzystorach firmy Varian, lecz zamiast nich można zastosować także tranzystory BLY34+BLY87 lub inną parę. Układ wzmacniacza jest konwencjonalny i łatwy do zanalizowania (p. rozdz. 5.1). Na wejściu występuje transformator obniżający impedancję w postaci filtru dolnoprzepustowego. Sprzężenie międzystopniowe (*T1* z *T2*) zrealizowano za pomocą rzadziej stosowanego filtru górnoprzepustowego. Poprawia to tłumienie sygnałów heterodyny ze stopni poprzedzających oraz zmniejsza ryzyko samowzbudzenia się układu na mniejszych częstotliwościach. Na wyjściu znajduje się dobrze ekranowany filtr dolnoprzepustowy z L 905 i L906 dopasowany do impedancji 50 Ω.

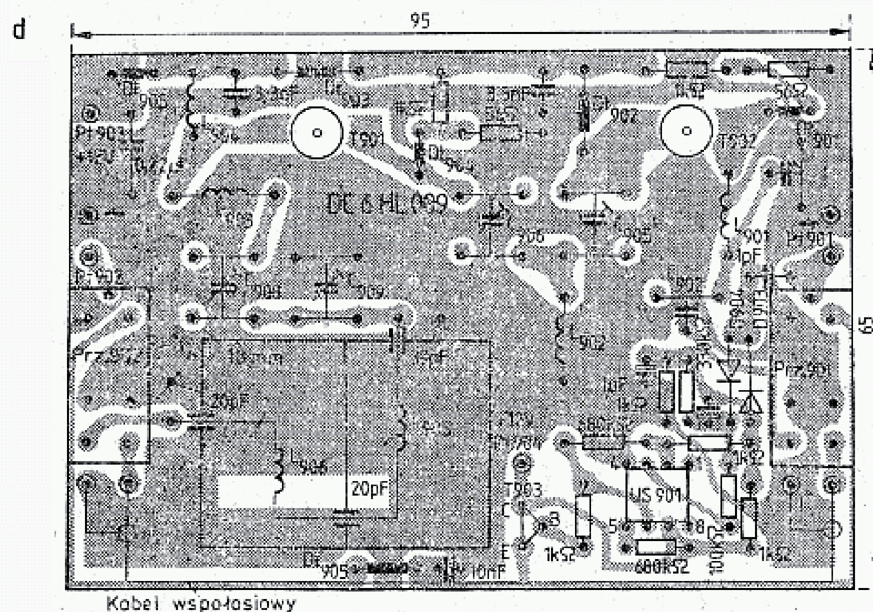
Przy impedancji 60 Ω C_{910} = 20 pF. Tłumienie w pasmie 144 MHz wynosi 0,3 dB, w pasmie zaporowym jak na rys. 6.14b. Wzmacniacz ma przełącznik N/O sterowany oscylatorem VOX w.cz. Napięcie w.cz. z kabla jest po wyprostowaniu wzmacniane przez wzmacniacz różnicowy ULY7741 i steruje przekaźnikami *Rel. 1* i *Rel. 2*, włączonymi w obwód emitera BC108. Układ taki ma dużą czułość i przełącza już po otrzymaniu resztek fali nośnej w sygnale SSB, a więc trzyma także w czasie przerw między wyrazami. Moc wyjściowa zależy od wysterowania i napięcia zasilającego (rys. 6.14c). Przy napięciu zasilania U_{cc} = 12,5 V i wysterowaniu dla P_{we} = 2 W uzyskuje się przy B-25-12 moc wyjściową P_{wy} = 20 W z odstępem zakłóceń intermodulacyjnych 28 dB, a przy mocy 25 W z odstępem 26 dB. Pobór prądu wynosi $I_{całk}$ = 4,2 A (η = 49%). Przy U_{cc} = 14 V i tym samym wysterowaniu uzyskuje się 25 W w.cz. Po zastosowaniu pary B 12-12 i B 40-12 można uzyskać moc 40 do 45 W w.cz.

Para tranzystorów BLY87 (firmy Valvo) i 2N5591 (firmy Motorola) ma większe wzmocnienie i przy sterowaniu mocą 1,5 W daje na wyjściu moc 28 W. Całość zbudowana jest na płytce jednostronnie laminowanej o wymiarach 95×65 (rys. 6.14d). Płytka jest wstawiona drukiem do dołu obudowy z blachy aluminiowej.









6.14. Wzmacniacz liniowy 25 W, wg DC6HL

a — schemat, b — charakterystyka filtru, c — charakterystyka wzmocnienia, d — układ płytki

Pod spodem przykręcony jest radiator. Po całkowitym uzbrojeniu płytki w otwory ∅ 10 wstawia się tranzystory z wyprowadzeniami skróconymi do 4 mm. Wyprowadzenia te lutuje się wprost do ścieżek druku. Śruby tranzystorów przepuszcza się przez uprzednio wykonane otwory w dnie obudowy i radiatorze.

Całość mocuje się nakrętkami od strony radiatora, smarując miejsca styków termicznych smarem silikonowym dla ułatwienia przenoszenia ciepła. Diody *D901* i *D902*, stabilizujące prąd spoczynkowy, przylutowane są wprost do ścieżek pod płytą i są dociśnięte do obudowy tranzystorów oraz pokryte smarem silikonowym. Filtr dolnoprzepustowy zamknięty jest w oddzielnej obudowie dwukomorowej, wykonanej z laminatu, białej blachy lub z blachy mosiężnej. Kondensatory $C_{910} \div C_{912}$ są wlutowane w ścianki boczne na połowie wysokości. Do kondensatorów mocowane są końce cewek samonośnych

Filtr po wykonaniu i zestrojeniu jest mocowany na płytce podstawowej z wierzchu, a jego obudowę łączy się z masą na spodzie płytki za pomocą dwóch drutów.

Gniazda BNC mocowane są do węższych boków obudowy, tak, by końcówki lutownicze podłożone pod nakrętki gniazd dotykały do powierzchni masy na płytce głównej i dały się łatwo przylutować. Całość zamyka się od góry dopasowaną pokrywą.

Dane elementów

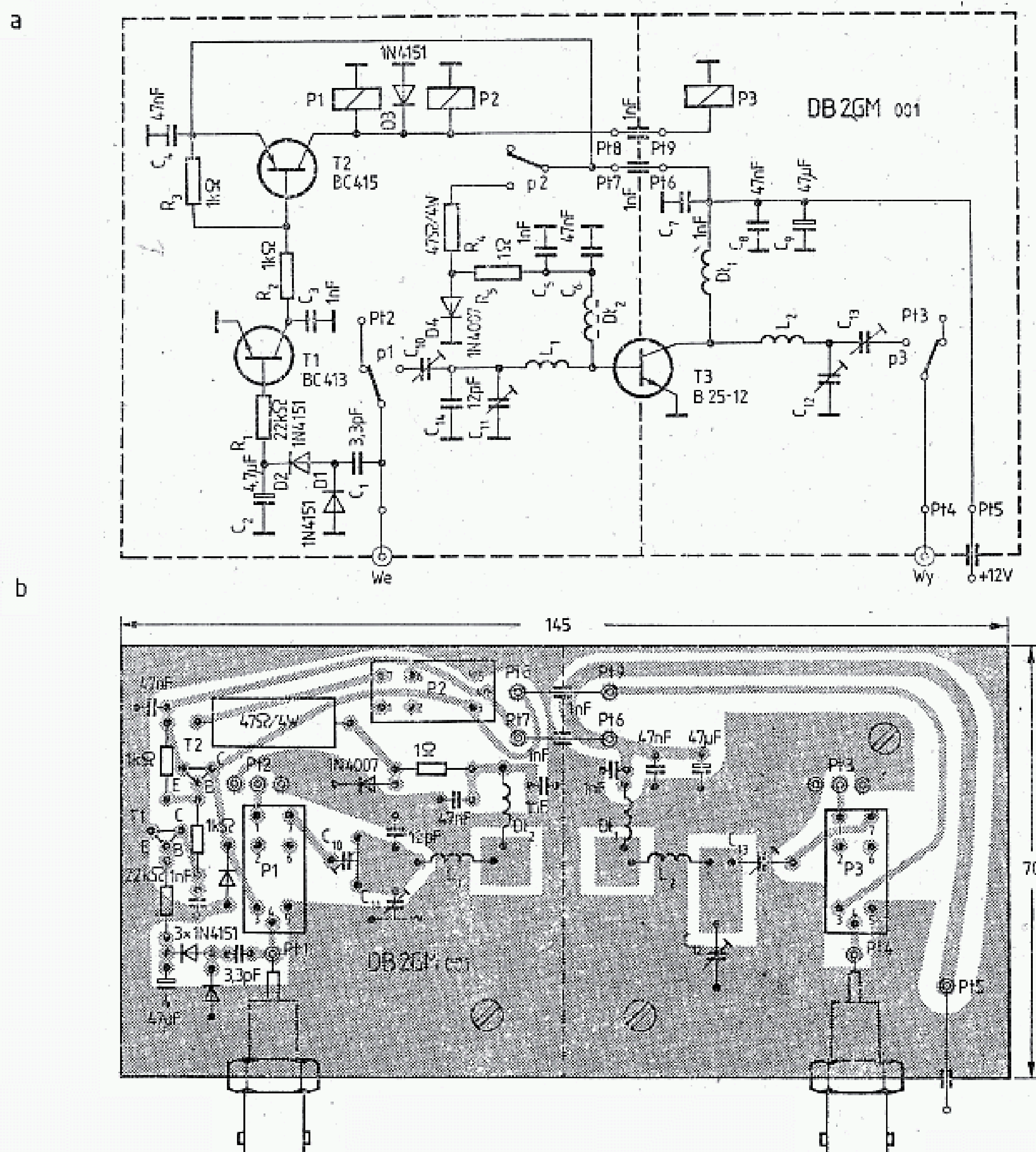
Diody: BAX12, 1M914, 1N4148, BAP795;
Cewki: L_{901}: 5 zw. CuAg0,6 $D_w = 4$ mm, $l = 6$ mm; L_{902}: 3 zw. CuAg1, $D_w = 4$ mm, $l = 13$ mm; L_{903}: 5 zw CuAg1, $D_w = 7$ mm, $l = 9$ mm; L_{904}: 5 zw, CuAg0,6, $D_w = 4{,}5$ mm, $l = 8$ mm; $L_{905,\,906}$: 4 zw CuAg1, $D_w = 7$ mm, $l = 8{,}5$ mm.
Dławiki: Dl_{901}, $Dl_{903-906}$: 2 zw DNE 0,5 na perełce ferrytowej, Dl_{902}: rdzeń 6-otworowy, $Z = 800\ \Omega$.
Przekaźniki miniaturowe RH — 12 V., radiator 100×120×25 z 2×5 żebrami.

6.2.3.4 Wzmacniacz liniowy wg DB2GM

Na rysunku 6.15 pokazano przykład prostego, jednostopniowego wzmacniacza liniowego, opracowanego przez DB2GM [12], służącego do zwiększenia mocy popularnych radiotelefonów typu ICOM 202 do 15 W. Jest on sterowany oscylatorem VOX w.cz., reagującym już przy mocy 60 mW w.cz. Podobnie jak w poprzednich układach polaryzację uzyskuje się za pomocą diody (D4), przez którą płynie prąd 300 mA. Pozwala to na utrzymanie stałego napięcia polaryzacji, mimo zmiennego prądu wejściowego bramki tranzystora mocy w czasie modulacji SSB.

Niewielka część sygnału w.cz. doprowadzonego do wejścia po wyprostowaniu z podwajaniem napięcia steruje tranzystor BC413. Powoduje to uruchomienie przekaźników *Rel. 1*, *2* i *3*. Dwa z nich dołączają wzmacniacz do gniazd wejściowych i wyjściowych, zaś *Rel. 2* daje napięcie dodatnie dla układów polaryzacji. W czasie odbioru *Rel. 2* jest otwarty i układ polaryzacji nie pobiera zbędnie prądu.

Dla swobody montażu całość zbudowano na dużej płytce 145×70 jednostronnie laminowanej. Ekran z białej blachy dzieli płytkę na dwie części. Dwa kondensatory przepustowe 1 nF mocowane są w ekranie. Całość zamknięta jest w blaszanej obudowie wysokości 28 mm, w której płytka znajduje się na wysokości 6 mm



6.15. Wzmacniacz liniowy 3/15 W, wg DB2GM
a — schemat, b — płytka i rozmieszczenie części

od dolnej pokrywy, narzuconej przez tranzystor B 25-12, który jest przylutowany pod spodem do wysepek bazy i kolektora w obwodzie drukowanym i emiterami do masy. Płytka nie ma otworu na umieszczenie główki tranzystora, a więc wyprowadzenia muszą być nieco dogięte. Obudowa jest zamocowana na radiatorze o wymiarach 120×100×25 mm za pomocą śruby tranzystorowej oraz dodatkowo trzema śrubami M3 wkręcanymi w radiator, w którym wykonano otwory gwintowane M3. Pod płytkę włożone są metalowe tulejki dystansowe o długości 6,5 mm z otworem ∅ 4 mm. W układzie można zastosować następujące tranzystory: *T1*: BC108, BC148 lub podobne, *T2*: BC157, BC177. Diody *D1*÷*D4*: 1N4004, 1N4148, 1N914 lub BA795, BAYP61, BYP401. Przekaźniki miniaturowe RH-12 lub RS-12. Kondensator C_2 jest tantalowy. Cewki: CuAg1,5 na $D_w = 7$ mm L_1 — 2 zw, L_2 — 3 zw. Dławiki *Dł1* — 5 zw DNE 0,5 na $D_w = 4$ mm, $l = 5$ mm, *Dł2* — rdzeń 6-otworowy. Rezystor R_4: 47 Ω 4 W drutowy.

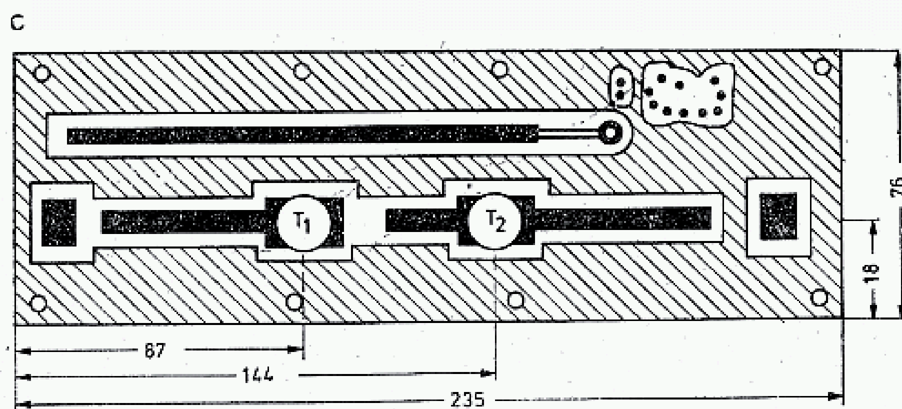
Pasmo przepuszczania wynosi $B_1 = 2{,}1$ MHz, $B_3 = 3{,}8$ MHz. Przy pracy ako wzmacniacz FM pomija się przekaźnik *Rel. 2*, diodę *D4* i rezystor R_4, zaś

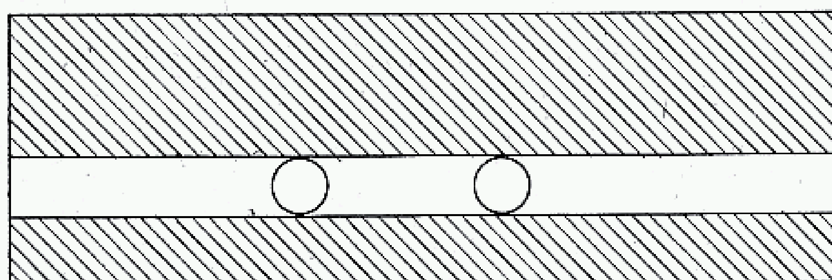
a



b

c





d

6.16. Wzmacniacz 30 W × FM wg WB4GCS [13]

a — schemat wzmacniacza, b — układ sterowania VOX w.cz., c, d — płytka i rozmieszczenie części



R_5 zwiększa się do 20 Ω i łączy wprost z masą. Przy zasilaniu 13,5 V uzyskuje się dla P_{we} = 7,8 V (I = 1,6 A), zaś dla P_{we} = 2 W moc P_{wy} = 13 W (I = 2,2 A) oraz dla P_{we} = 3 W moc P_{wy} = 17,5 W (2,4 A).

6.2.3.5 Wzmacniacz FM o mocy 30 W

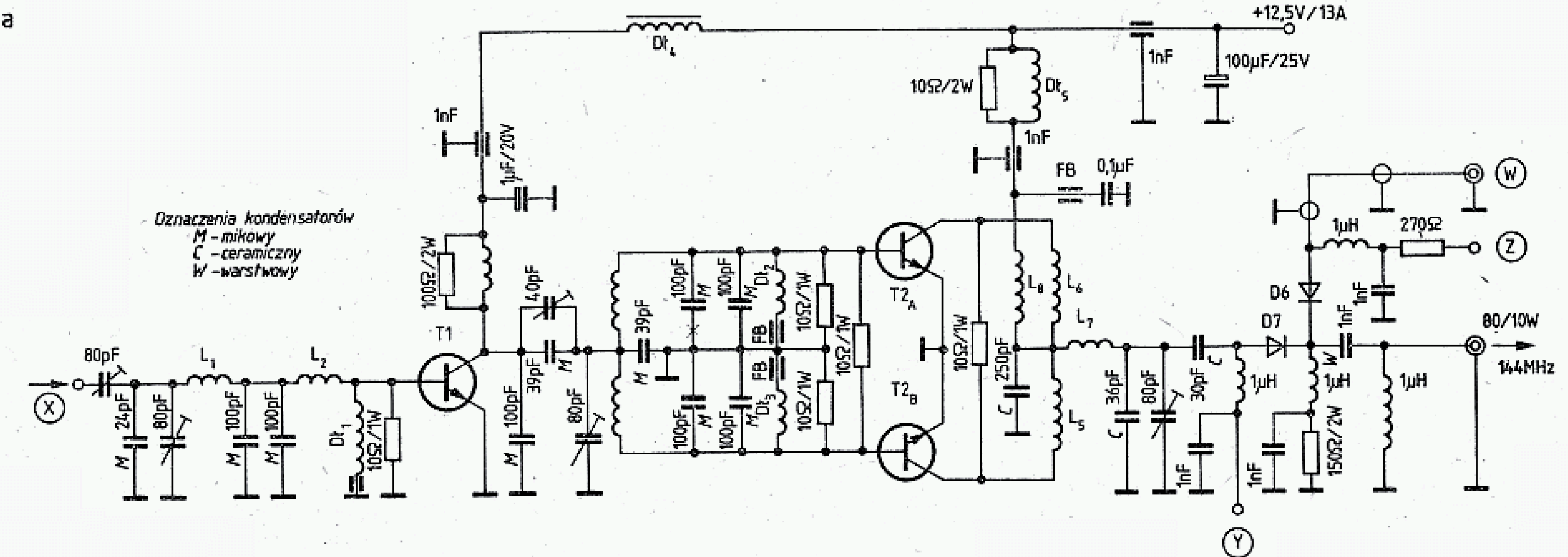
Dla bardzo rozbudowanej sieci przekaźników FM w USA, Europie Zachodniej i Japonii produkowane są radiotelefony kanałowe FM o mocy wyjściowej 2÷3 W. Do nich dołączane są wzmacniacze zasilane z akumulatora samochodowego o mocach wyjściowych 10 W lub 80÷100 W. Są to proste wzmacniacze pracujące w klasie C z automatycznym przełączaniem N/O przy manipulowaniu tylko podstawowym radiotelefonem i bez dodatkowych połączeń poza kablem koncentrycznym i dwoma przewodami zasilania (plus i minus) dołączonymi do sieci pokładowej samochodu.

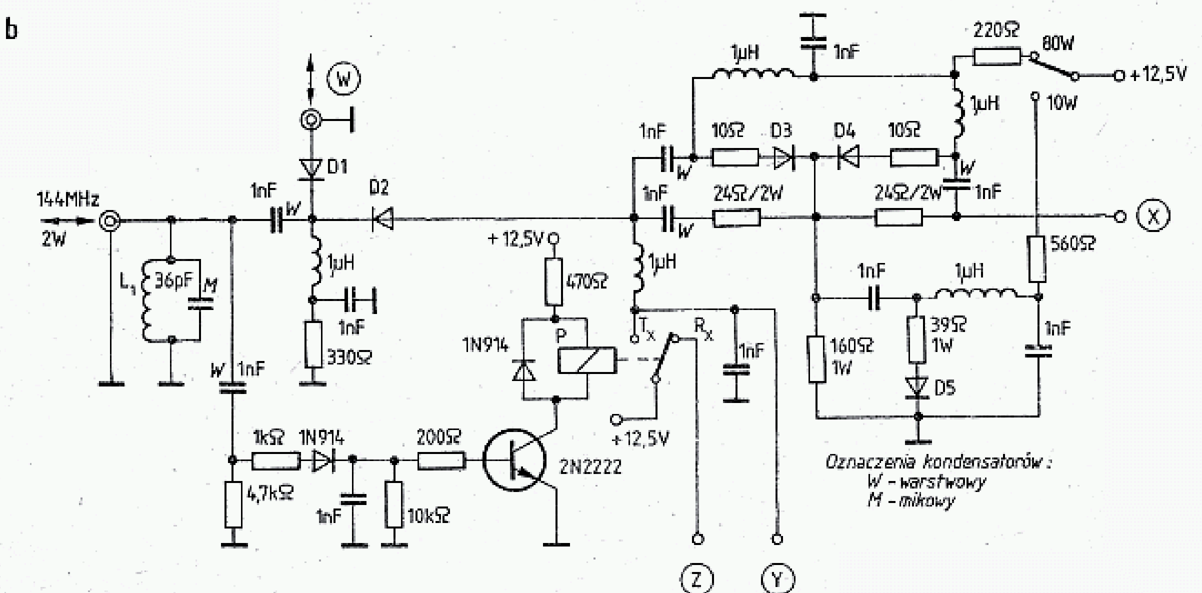
Na rysunku 6.16a pokazano schemat konwencjonalnego wzmacniacza FM wg WB4GCS [13]. Przy sterowaniu mocą 1 W daje on na wyjściu moc 30 W przy zasilaniu U_{cc} = 11,5 V. Odpowiada temu wzmocnienie 15 dB. Osobliwość układu polega na zastosowaniu linii paskowych wykonanych na laminacie metodą druku, przy czym druga strona płytki, stanowiąca masę jest w tych miejscach pozbawiona miedzi. Przy wykonywaniu układu należy zwrócić szczególną uwagę na dławiki — muszą mieć one małą dobroć, przy czym dławiki bazowe mają dodatkowo założoną perełkę ferrytową. Dławiki Dl_2 i Dl_4 muszą przepuszczać odpowiednio dużą wartość prądu stałego bez nadmiernych spadków napięcia. Prąd zasilania wynosi 4÷6 A i zależy od napięcia zasilania i wysterowania. Drugim ważnym elementem jest radiator, który powinien mieć wymiary 160×100, a użebrowanie powinno być w pozycji pionowej, co ułatwia przepływ powietrza chłodzącego.

Przy dłuższych czasach włączenia lub przy pracy w wielkiej temperaturze otoczenia latem w samochodzie zaleca się stosowanie małej dmuchawy. Tranzystory powinny być najpierw przymocowane do radiatora, a potem nakłada się płytkę i lutuje ich wyprowadzenia odpowiednio skracając końcówki. Górną powierzchnię masy należy połączyć z masą dolną nitami lub kawałkami drutu w ośmiu pokazanych miejscach. Zamiast podanych tranzystorów można zastosować inne podane w tablicy 4.10.1, bez potrzeby wprowadzania istotnych zmian w układzie. Całość zamknięta jest nakładaną obudową mocowaną do radiatora.

6.2.3.6 Wzmacniacz FM o mocy 80 W

Osobliwością wzmacniacza wykonanego przez WB9RMA [14] jest równoległe połączenie tranzystorów mocy. Przy pracy w klasie C jest to stosunkowo łatwe i pozwala na podwojenie mocy. Pokazany na rys. 6.17a układ powstał w wyniku adaptacji przez WB9RMA układu aplikacyjnego firmy Motorola AN-585. Wzmacniacz ten, sterowany sygnałem FM 2W oddaje na wyjściu 50 Ω, albo moc 7,2 W, albo 74 W przy poborze prądu odpowiednio: 4 A i 12 A. Tłumienie 2. harmonicznej wynosi −40 dB i −50 dB, trzeciej 44 dB i 47 dB, a WFS na wejściu wynosi s = 1,5 i s = 1,4. Sygnał 2 W z transiwera wprowadzany jest do wzmacniacza (X) przez układ tłumików sterowanych diodami PIN. Przy mocy 80 W tłumik 2,6 dB ma postać filtru





6.17. Wzmacniacz 80/10 W FM wg WB9RMA
a — wzmacniacz, b — układ VOX w.cz. i tłumiki do przełączania mocy

typu T z rezystancjami wypadkowymi 8,2 Ω — 160 Ω — 8,2 Ω i włączone są diody *D3* i *D4*. Przy mocy 10 W tłumik 10 dB ma rezystancje 24 Ω — 36 Ω — 24 Ω i pracuje tylko dioda *D5*. W czasie nadawania przewodzą diody *D2* i *D7*, przy odbiorze *D7* i *D6*. Przełączanie N/O dokonuje VOX w.cz. przy mocy na wejściu ponad 0,7 W. Układ VOX zawiera prostownik diodowy (1N914), którego sygnał steruje tranzystor 2N2222 w obwodzie wzbudzenia przekaźnika kontaktronowego.

Diody PIN, nie przewodzące w czasie nadawania, muszą mieć ujemne napięcie polaryzacji tak duże (>88 V przy 80 W/500 Ω), by nie występowała detekcja sygnałów, w przeciwnym przypadku znaczny prąd wyprostowany będzie wnosił straty dodatkowe w układzie oraz nagrzewał diodę PIN. Wytworzenie znacznego ujemnego napięcia jest kłopotliwe i dlatego zdecydowano się na zastosowanie autopolaryzacji diod przez odłączenie jakiegokolwiek obciążenia w czasie nadawania. Jest to, jak się okazało, zupełnie wystarczające i nie stwarza trudności w wyniku pasożytniczego sprzężenia wyjścia z wejściem. Dioda *D7* przenosi duży sygnał (80 W) i dlatego musi mieć odpowiednią moc i wytrzymałość napięciową oraz małą rezystancję w czasie przewodzenia. Zastosowana w tym miejscu dioda MA47080 ma rezystancję 0,45 Ω przy prądzie 0,1 A, zaś dioda MA47047 ma 1,5 Ω przy 30 mA wzbudzenia. Diody PIN należy lutować praktycznie bez wyprowadzeń, przy czym dioda MA 47080 wymaga chłodzenia. Rolę tę spełnia kondensator warstwowy przylutowany do złącza typu *N*. Odprowadzanie ciepła następuje więc do gniazda złącza antenowego.

Blokadę w.cz. stanowią kondensatory wielowarstwowe 1 nF bez wyprowadzeniowe, ze srebrzonymi krawędziami. Należy je lutować lutowiem o składzie: 62% cyny, 36% ołowiu i 2% srebra, gdyż w przeciwnym przypadku cyna w czasie lutowania rozpuści cienką warstwę srebra i kondensator staje się bezużyteczny. Dla zapobieżenia samowzbudzaniu się układów na dławikach są one zbocznikowane rezystorami 10 Ω. Wzmacniacz jest zamknięty w obudowie 76×140×160 mm, zaś płytka szklano-epoksydowa 1,6 mm ma wymiary 102×152 mm. Na płytce są wytrawione ścieżki i wysepki, do których mocuje się elementy od strony druku bez otworów.

Układ nie zawiera zabezpieczeń termicznych oraz zabezpieczeń przed skutkami niedopasowania obciążenia. Układy te można dodatkowo wykonać np. w postaci przekaźnika zwierającego do masy wejście tranzystora. Przekaźnik może być sterowany czujnikiem temperatury tranzystora lub sygnałem fali odbitej w reflektometrze. Osłabienie 2. harmonicznej wynosi tylko 50 dB, dlatego przed anteną należy dołączyć dodatkowy filtr typu *T* lub π. W opisywanym układzie można zastosować jako tranzystor *T1*: 2N6083 lub 2N6084 (25 W do 500 MHz), zaś jako *T2*: HEP 53041 lub 2N6084 (firmy Motorola) lub inne odpowiednio dobrane z tablicy 5.1.1.

Przy projektowaniu cewek można skorzystać z gotowych parametrów cewek występujących w poprzednich rozdziałach.

Należy pamiętać o tym, że w układzie płyną duże prądy (1,2 A przy 50 Ω) szczególnie w obwodach rezonansowych (do 12 A) i dlatego nie tylko cewki muszą mieć duży przekrój, lecz także kondensatory stałe i trymery muszą nadawać się do przewodzenia tak dużych prądów. Jako trymery stosowane są więc mało u nas

popularne kondensatory kompresyjne, odznaczające się szerokim doprowadzaniem i dielektrykiem z miki, która ma mały współczynnik TWP.

6.2.3.7 Wzmacniacze z tranzystorami V-MOS wg DL1GBH

Informacje na temat wzmacniaczy mocy pracujących na tranzystorach V-MOS podano w rozdz. 6.1.5, można je znaleźć także w literaturze, np. [15]. Dalej opisano zestaw wzmacniaczy mocy opracowany i zbadany przez DL1GBH [5], w którym przy sterowaniu mocą 100 mW można uzyskać na wyjściu moc 100 W dla częstotliwości 144 MHz. Zestaw składa się z trzech wzmacniaczy o mocach wyjściowych 1 W, 10 W i 100 W i jest zasilany napięciem $U_{DD} = 30$ V (rys. 6.18a). Wszystkie trzy wzmacniacze wykonane są na płytkach o wymiarach 105×54 z laminatu szklano-epoksydowego o grubości 1,5 mm (rys. 6.18b) i są zamknięte w typowej obudowie z ciśnieniowego odlewu aluminiowego o wysokości wewnętrznej 30 mm (rys. 6.18c).

Elementy mocowane są na wysepkach bez wiercenia otworów. Ten sposób montażu godny jest polecenia i w innych układach. Poszczególne wzmacniacze, poza tranzystorami, różnią się konfiguracją obwodów dopasowujących (rys. 6.18a). Wynika to z parametrów zastosowanych tranzystorów (tabl. 6.2.1 na końcu książki). Parametry te są podstawą obliczenia obwodów dopasowujących dla poszczególnych tranzystorów (rozdz. 6.1.5). Każdy ze wzmacniaczy ma unormowaną impedancję wejściową i wyjściową 50 Ω. Pozwala to na łatwiejsze zestrojenie i zbadanie każdego ze wzmacniaczy osobno.

Wzmacniacze mocy 100 W z tranzystorem DV 2880

Parametry: $U_{DD} = 30$ V, $R_{DS\,on} = 0{,}5\ \Omega$, $I_{max} = 5$ A, $P_{wy} = 100$ W, stąd $U_{DScn} = 0{,}5 \cdot 5 = 2{,}5$ V, $R_a = 3{,}28\ \Omega$. Wymagana jest więc transformacja z rezystancji 3,28 Ω na 50 Ω. Służą do tego elementy: L_8, C_{464} i C_{405} z rys. 6.18a. Indukcyjność L_7 jest dobierana tak aby z pojemnością wyjściową C_{OSs} dawała rezonans równoległy na częstotliwości 144 MHz. Wejście tranzystora ma dużą pojemność C_{GS} i dla dopasowania stosowany jest filtr górnoprzepustowy tranformujący, złożony z elementów C_{463}, L_6 i C_{464}. Aby wykluczyć wzbudzenia pasożytnicze wejście jest stłumione rezystancją 560 Ω, lecz przy innych egzemplarzach tranzystora, może być potrzeba zmniejszenia go aż do 100 Ω.

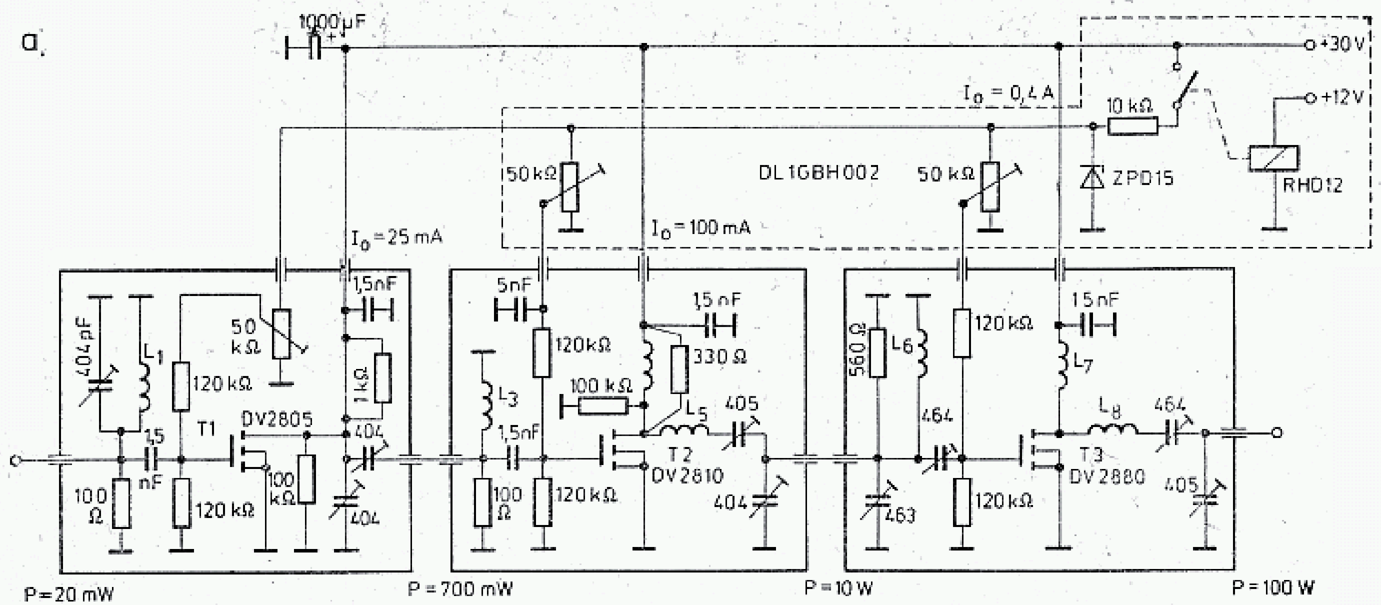
Wzmacniacz mocy 10 W z tranzystorem DV 2810

Parametry: $U_{DS\,on} = 0{,}5 \cdot 1 = 0{,}5$ V, $R_a = 43{,}5\ \Omega$, układ dopasowujący jak na rys. 6.18a. Stopień ten w praktyce daje wzmocnienie 12 dB i stąd stopień poprzedzający powinien dostarczać maksymalnie 0,7 W, czemu odpowiada prąd $I_{D1} = 0{,}3$ A.

Wzmacniacz o mocy 1 W z tranzystorem DV2805

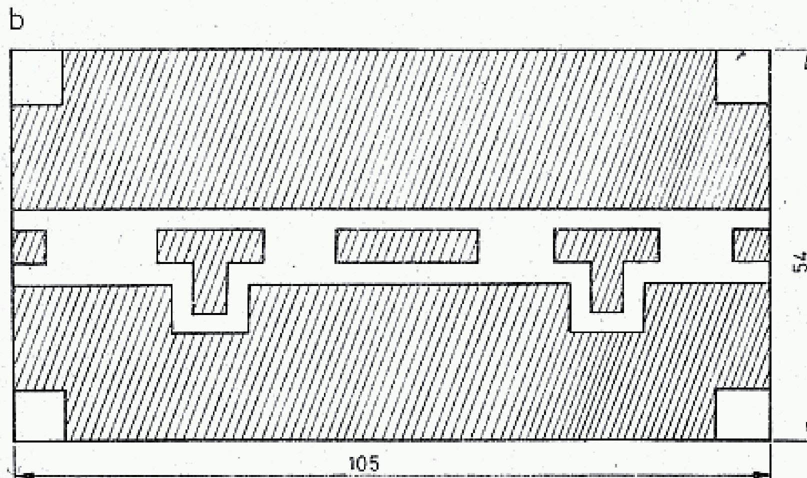
Parametry: $U_{DS\,on} = 1 \cdot 0{,}3 = 0{,}3$ V, $R_a = 642\ \Omega$. Potrzebna jest więc transformacja obniżająca impedancję do 50 Ω. Pokazane na rys. 6.18a cewki są nawinięte na średnicy 5 mm i mają następujące dane:
L_1: 2 zw. CuAg1, $l = 15$; L_2: 1 zw. CuAg2, $l = 5$; L_3: 1,3 zw. CuAg1; L_4: 3 zw.

a.



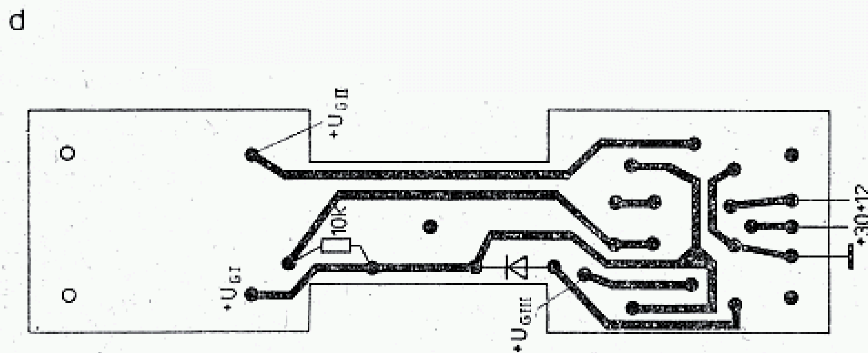
1000µF
+30V
+12V
I_0 = 0,4 A
10 kΩ
DL1GBH002
50 kΩ
50 kΩ
ZPD15
RH012
I_0 = 25 mA
I_0 = 100 mA
1,5nF
5nF
15nF
15nF
404pF
L_1
120 kΩ
50 kΩ
1kΩ
T1
DV2805
404
100 Ω
15 nF
120 kΩ
100 kΩ
404
L_3
1,5nF
120kΩ
100 kΩ
330 Ω
L_5
405
T2
DV2810
404
100 Ω
120 kΩ
560 Ω
L_6
464
120kΩ
L_7
L_8
464
T3
DV2880
405
463
120 kΩ
P=20 mW
P=700 mW
P=10 W
P=100 W

b



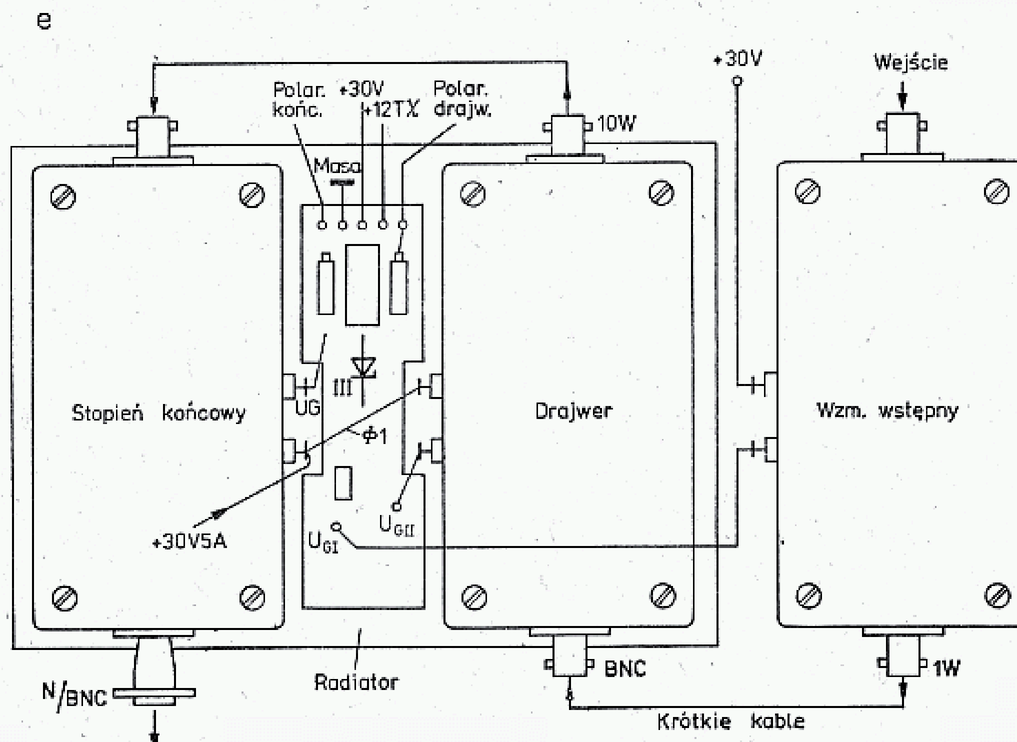
54
105

d



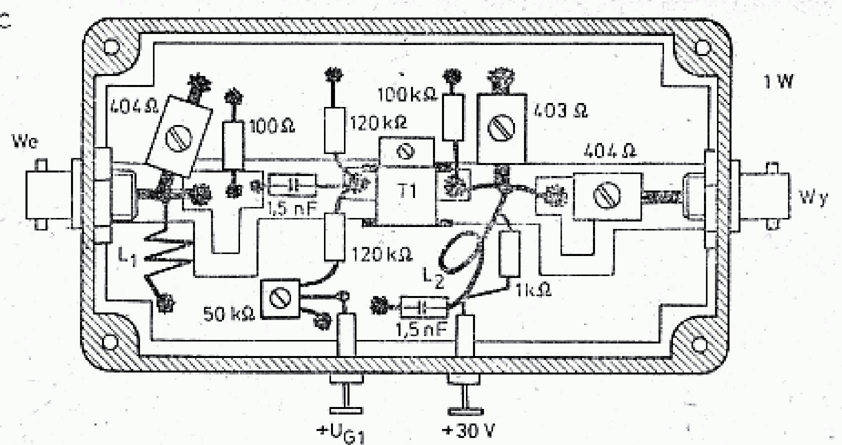
$+U_{GII}$
10k
$+U_{GI}$
$+U_{GIII}$
+30+12

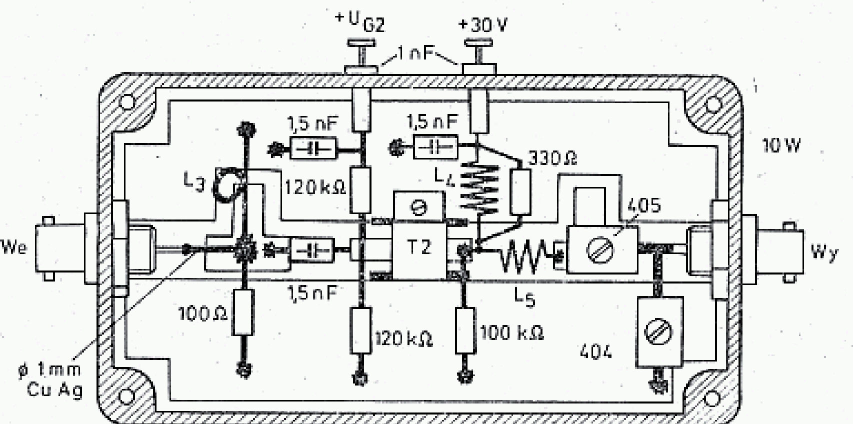
e

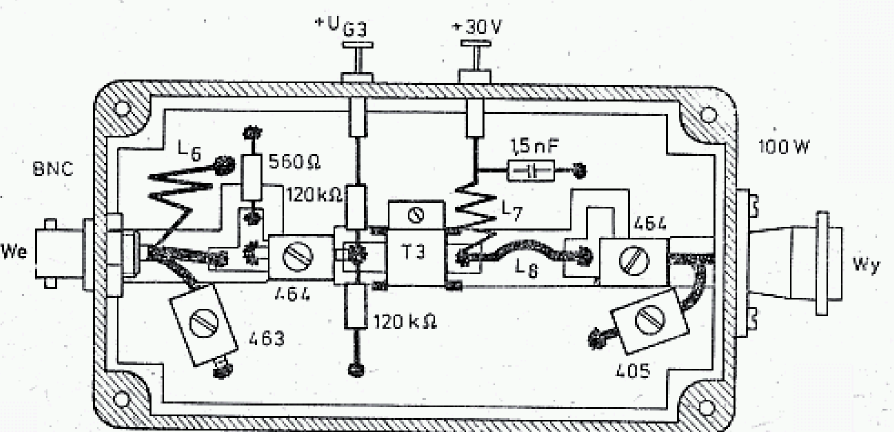


+30V
Wejście
Polar. końc.
+30V
+12TX
Polar. drajw.
10W
Masa
III
UG
Φ1
Stopień końcowy
Drajwer
Wzm. wstępny
+30V5A
U_{GI}
U_{GII}
N/BNC
Radiator
BNC
1W
Krótkie kable

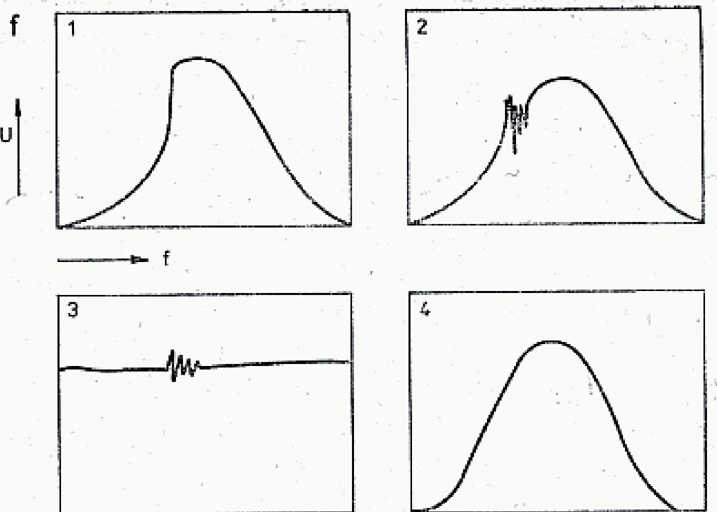
c



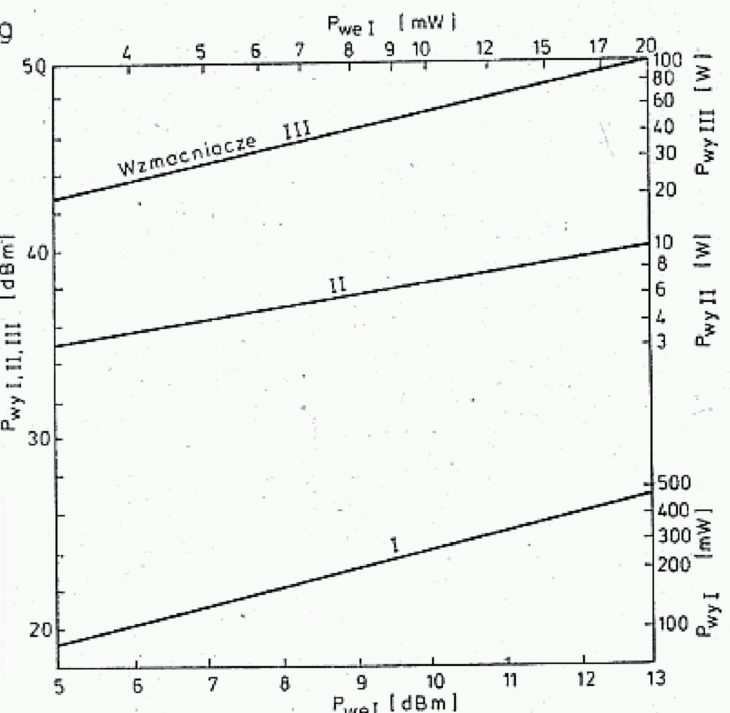




f



g



6.18. Wzmacniacz z tranzystorami V-MOS, wg DL1GBH

a — schemat zespołu wzmacniaczy 1-10-100 W, b — rysunek płytki wspólnej dla trzech wzmacniaczy, c — układy wzmacniaczy 1 W, 10 W i 100 W, d — płytka regulacji polaryzacji baz wzmacniaczy 10 W oraz 100 W wraz z przekaźnikiem N/O, e — połączenia zestawu trzech wzmacniaczy, f — obrazy na wobulatorze: *1* — skłonność do wzbudzenia, *2* — podwzbudzanie się przy pewnej częstotliwości, *3* — stałe wzbudzenie, *4* — obraz przy prawidłowej pracy, g — charakterystyka przenoszenia zespołu wzmacniaczy połączonych kaskadowo

CuAg1, $l = 15$; L_5: 4 zw. CuAg1, $l = 5$; L_6: 2 zw. CuAg2, $l = 15$; L_7: 3 zw. CuAg1, $l = 7$; L_8 1/2 zw. CuAg2, $D_2 = 15$ mm.

Zastosowano trymery kompresyjne mikowe, kondensatory sprzęgające 1,5 nF także mikowe, a kondensatory blokujące — ceramiczne wielowarstwowe.

Kondensatory przepustowe muszą być przykręcane do ścianki obudowy. Potencjometr 50 kΩ, służący do ustawiania polaryzacji bramki wzmacniacza 1 W jest umieszczony wewnątrz obudowy, w dwóch pozostałych przypadkach są one umieszczone na dodatkowej płytce na zewnątrz obudowy wraz z przekaźnikiem i diodą Zenera. Zastosowano tu potencjometry precyzyjne 10-zwojowe. Sposób połączenia całości pokazano na rys. 6.18e. Wzmacniacze o mocach 10 W i 100 W są umieszczone na wspólnym radiatorze, zaś wzmacniacz 1 W nie wymaga radiatora. Wzmacniacz o mocy 100 W ma złącze typu N z podstawą odpowiadającą złączu BNC.

Strojenie wzmacniaczy V-MOS przeprowadza się nieco inaczej niż poprzednio opisano dla wzmacniaczy z tranzystorami bipolarnymi. W wyniku dużego wzmocnienia tranzystorów, mogą się one podwzbudzać w czasie wysterowania określoną częstotliwością. Dlatego też wzmacniacze bada się sterując sygnałem z wobulatora i obserwując sygnał wyjściowy na oscyloskopie. Sterowanie włącza się przez reflektometr 50 Ω, co pozwala od razu na dopasowanie wejścia. W czasie przestrajania f_g wobulatorem mogą pojawić się miejsca, w których układ podwzbudza się (rys. 6.18f—*1*) lub ma bardzo strome zbocze charakterystyki (*2*). Stan taki eliminuje się drogą prób przestrajania obwodów. Wyjście musi być wtedy obciążone rezystancją 50 Ω. Jeśli natomiast obraz otrzymany na oscyloskopie jest linią prostą (*3*), to świadczy to o trwałym wzbudzeniu się wzmacniacza. Przy prawidłowej pracy wzmacniacza otrzymuje się krzywą regularną (*4*).

W czasie tych prób należy każdy ze wzmacniaczy zasilać z zasilacza o zabezpieczeniu elektronicznym z prądem zanikającym, ustawionym na dopuszczalny maksymalny prąd tranzystora. Mimo tego przy próbach tego rodzaju wzmacniaczy należy zachować szczególną ostrożność, gdyż stany trwałego samowzbudzenia są zawsze groźne, ze względu na przeciążenie termiczne lub/i napięciowe.

Przed pierwszym włączeniem do prób należy ustawić potencjometry na minimum napięcia (sprawdzić woltomierzem!), a następnie ostrożnie napięcie to zwiększać kontrolując prąd spoczynkowy drenu:

wzmacniacz o mocy 1 W $I_0 = 25$ mA
10 W $I_0 = 100$ mA
100 W $I_0 = 400$ mA

W czasie zwiększania tego napięcia prąd spoczynkowy musi wzrastać proporcjonalnie bez uskoków i spadków. Nieregularności świadczą o podwzbudzaniu się układu. Wtedy to należy zmniejszyć napięcie polaryzacji, przestroić kondensatory strojące i ponownie zwiększać napięcie polaryzacji. W przypadku zdecydowanych trudności zestrojenia obciąża się obwód wejściowy równoległą rezystancją.

Po zestrojeniu wzmacniacza o mocy 1 W, wykorzystuje się go do sterowania wzmacniacza 10 W, z tym że we wzmacniaczu o mocy 1 W nie wolno już dokonywać jakichkolwiek zmian w dostrojeniu. Po zestrojeniu wzmacniacza o mocy 10 W stroi się w podobny sposób wzmacniacz o mocy 100 W. Na koniec koryguje się zestrojenie

całego zestawu dążąc do uzyskania największej mocy przy możliwie małym wysterowaniu przy zachowaniu równomiernego przenoszenia w pasmie 144—146 MHz i ze stromo opadającymi zboczami poza pasmem. Strojenie końcowe wykonuje się przy założonych pokrywach na dwóch pierwszych wzmacniaczach. W stopniu końcowym o mocy 100 W pokrywy się nie zakłada, gdyż zamyka ona obwód dla prądów wirowych i zmniejsza moc wyjściową wzmacniacza. Prawidłowo zestrojony układ dostarcza mocy 100 W przy sterowaniu mocą 20 mW. Charakterystykę całego wzmacniacza pokazano na rys. 6.18g.

6.2.4 Lampowe wzmacniacze mocy

6.2.4.1 Wzmacniacz 10 W pracujący na lampie QQE 03/12

Popularne lampy QQE03/12 (ГУ17) stosowane w radiotelefonach FM mogą być stosowane do budowy taniego i łatwego do wykonania wzmacniacza na pasmo 144 MHz, o mocy wyjściowej $8 \div 14$ W. Przy odpowiednim doborze punktu pracy uzyskuje się wysoko sprawny wzmacniacz FM pracujący w klasie C lub wzmacniacz liniowy SSB pracujący w klasie AB (tabl. 6.2.2). Do jego wysterowania potrzebny jest generator o mocy 0,3—0,5 W, a więc może to być nadajnik tranzystorowy z tranzystorem 2N3553 lub 2N3866. Jeśli wzmacniacz pracujący na lampie QQE03/12 poprzedzić lampą 5763, także stosowaną w radiotelefonach lub lampach EL83, E180F, to do pełnego wysterowania wystarczy już moc $20 \div 50$ mW, możliwa do uzyskania w większości układów transwerterowych opisanych w rozdz. 6.2.2.

Tablica 6.2.2

Lampa QOE 03/12 i 5763 w różnych warunkach pracy

Dane katalogowe: $U_ż = 6{,}3V/12{,}6V$; $I_ż = 0{,}82A/0{,}41A$; $s = 3{,}3$ mA/V $P_{a\,max} = 2 \times 7$ W.
QQE 03/12

Rodzaj pracy	f [MHz]	U_a (R_{g2}) [V]	U_{g2} (R_{g1}) [V]	$-U_{g1}$ [V]	I_a [mA]	I_{g2} [mA]	U_{g1-g1}, max [V]	P_{wy} [W]	$I_{g\,max}$ [mA]
C — A1	200	200	(22kΩ)	(15kΩ)	2×35	2,2	115	8,4	2×45
CCS	200	300	175	40	2×37,5	2,3	110	14,5	2×45
C — A1	200	200	(8,2lkΩ)	(15kΩ)	2×42	3,1	130	10	2×55
ICAS	200	300	200	45	2×50	3	130	18.5	2×55
C — 3f CCS	87/200	300	150	100	2×24	2	230	6,5	2×30
AB_1		300	200	21,5	2×35	12,6	43,5	12	2×50
AB_2		300	200	21,5	2×50	11,4	64	17,5	2×50

5763: $U_ż = 6{,}3V/12{,}6V$; $I_ż$ = ",75A/0,375A, $P_{a\,max} = 13{,}5W$; $U_{a\,max} = 350V$
$C_{in} = 9{,}5pF$, $C_{out} = 4{,}5pF$, $C_{as} = 0{,}3$ pF

C-CW	50	350	250	28,5	48	6,2	0,1W	12	

CCS — praca ciągła, ICAS — praca dorywcza związana ze zmniejszoną żywotnością, AB_1 — klasa AB bez prądu siatki, AB_2 — z prądem siatki.

Podstawowy układ pokazano na rys. 6.19. Zmieniając ujemny potencjał na S_1 zmienia się punkt pracy. Dysponując lampą o nieznanym stopniu zużycia warto zdjąć jej charakterystykę siatkową (rys. 6.19c). W tym celu mierzy się zależność prądu anodowego od napięcia siatki dla obu anod jednocześnie w zakresie $0 \div 40$ mA przy napięciu siatki drugiej, przy której lampa będzie normalnie pracowała. Następnie na podstawie charakterystyki określa się punkt pracy odpowiadający klasie C i AB, to znaczy określa się odpowiednie napięcia polaryzacji siatki S_1. Dysponując starą lampą warto jest zdjąć charakterystyki obu połówek oddzielnie i porównać je ze sobą. Jeśli różnice są znaczne, to lampy takiej nie należy stosować.

Napięcie polaryzacji można uzyskać różnymi sposobami. Przy stosowaniu pomocniczego źródła napięcia ujemnego z dzielnikiem potencjometrycznym przez potencjometr powinien płynąć prąd wynoszący co najmniej $0{,}1 I_{ao}$. W przypadku pojawiania się prądów siatki I_{s1} napięcie polaryzacji będzie ulegało zmianie. Stan taki jest dopuszczalny przy pracy FM i CW, natomiast przy SSB może być przyczyną znacznych zniekształceń. Korzystniejsze warunki uzyskuje się stabilizując napięcie polaryzacji np. za pomocą diod Zenera (rys. 6.19d). Napięcie polaryzacji dla pracy w klasie A wynosi około -16 V i dla jego stabilizacji łączy się szeregowo kilka diod Zenera, a drobniejsze zmiany uzyskuje się dołączając dodatkowo diody krzemowe w kierunku przewodzenia. Jeśli łańcuch diod odłączyć od masy, to napięcie polaryzacji wzrośnie do napięcia źródła (np. -26 V) i będzie odpowiednie dla pracy FM i CW w klasie C.

Trzeci sposób polega na włączeniu do obwodu katody rezystora nastawnego 200 Ω zablokowanego dla w.cz. i m.cz. kondensatorami (rys. 6.19e) albo na jego miejsce łańcuchem odpowiednio dobranych diod Zenera, przy czym muszą to być diody większej mocy, ze względu na przepływający przez nie cały prąd katody (rys. 6.19f). Sposób ten nie wymaga dodatkowego źródła napięcia ujemnego i chroni lampę przed zniszczeniem, lecz dla zachowania tej samej mocy, wymaga podniesienia napięcia anodowego.

Napięcie siatki S_2 (ekranującej) $U_{s2} = 150 \div 200$ V uzyskuje się z napięcia anodowego włączając w szereg rezystor 33 kΩ/0,5 W (rys. 6.19b) lub lepiej ze stabilitronu $150 \div 200$ V. Dane katalogowe lampy QQE03/12 podano w tablicy 6.2.2.

Przy sterowaniu lampy małym sygnałem dla uzyskania maksymalnego wzmocnienia dobiera się punkt pracy na części liniowej ustawiając prąd spoczynkowy $I_0 = 10 \div 20$ mA. Przy częstotliwościach mniejszych stosuje się blokowanie S_2 do masy kondensatorem 1 nF. Przy częstotliwości 144 MHz może pojawić się skłonność do samowzbudzenia w układzie Kuhn-Hutta na pojemności C_{s1-a}. Aby tego uniknąć wprowadza się ujemne sprzężenie zwrotne przez siatkę S_2 pomijając kondensator blokujący do masy. W konkretnych układach sprawę tę należy indywidualnie sprawdzić.

Obwód siatkowy tworzy cewka 5-zwojowa DNE 1 na $D_w = 7$ mm, $l = 11$ mm, odczepy do siatek są wyprowadzone symetrycznie (rys. 6.19g). Podwójny kondensator strojeniowy od radiotelefonu ma środek uziemiony. Także środek cewki zasilany przez dławik musi być blokowany kondensatorem do masy. W obwodzie anodowym zastosowana cewka ma 7 zwojów CuAg 1,5 na $D_w = 10$ i $l = 18$ mm. Środek cewki jest zasilany przez dławik z $+300$ V i nie jest blokowany do masy.

6.19. Wzmacniacz mocy z lampą QQEO3/12

a — schemat podstawowy, b — odmiana w sposobie zasilania S_2, c — charakterystyka siatkowa lampy, d — stabilizator napięcia polaryzacji, e — ustalenie punktu pracy za pomocą rezystora katodowego, f — ustalenie punktu pracy za pomocą diody Zenera, g — rozmieszczenie części wzmacniacza mocy w radiotelefonach FM304, h — przedwzmacniacz na lampie 5763 w radiotelefonie FM, i — układ pozwalający na dobranie punktu pracy przy SSB i CW

Kierunki nawinięcia cewek siatkowej i anodowej muszą być takie same. Między środkowe zwoje cewki anodowej wsunięte są 2 zwoje sprzęgające z anteną. Są one wykonane z drutu CuAg1 z nasuniętą koszulką polwinitową. Jeden koniec cewki sprzęgającej jest połączony z masą, drugi jest dołączony do przekaźnika N/O przez filtr dolnoprzepustowy. W niektórych układach koniec cewki sprzęgającej nie jest łączony z masą wprost, lecz przez trymer umożliwi kompensację reaktancji zwoju. Przekaźnik V23154 (*MT6*) przełącza jednocześnie antenę i $+Tx$. Dławik anodowy nawija się na koszulkę PCW ∅ 3,5 drutem DNE 0,4, 50 zwojów na długości $l = 20$ mm.

Przedwzmacniacz zbudowany na lampie 5763 pracuje w radiotelefonie w układzie z rys. 6.19h. Polaryzacja siatki jest uzyskiwana automatycznie na skutek spadku napięcia na rezystorach 47 kΩ i 240 Ω wywołanego prądem siatkowym, którego wartość można zmierzyć w punkcie pomiarowym na rezystorze 220 Ω. Układ ten nie nadaje się do pracy CW i SSB, gdyż przy braku sygnału sterującego lampa nie ma polaryzacji i płynie przez nią nadmierny prąd. Dla pracy z modulacją SSB lampa powinna pracować w klasie A uzyskiwanej automatycznie na rezystorze katodowym lub ze stałego źródła polaryzacji (rys. 6.19i).

6.2.4.2 Wzmacniacze lampowe średniej mocy

Podane dalej wskazówki konstrukcyjne dotyczą wzmacniaczy zbudowanych na lampach QQE06/40 (REE30B, SRS4451) lecz mają także zastosowanie do lamp QQE03/20 oraz do dawniej stosowanych lamp GU32(832A) i GU29(GI30), 829B. Lampa QQE06/40 ma wewnętrzną neutralizację i mniejsze pojemności, co umożliwia jej stosowanie aż do częstotliwości 500 MHz, podczas gdy starsze typy lamp nadają się tylko do 200 MHz. Dane katalogowe tych lamp zestawiono w tablicy 6.2.3 (na końcu książki). Lampa QQE06/40 jest odporna na chwilowe przeciążenia pod warunkiem nieprzekraczania napięcia 600 V. Dla $U_a = 750$ V przy braku obciążenia anody silnie się rozgrzewają i pojawia się emisja wtórna, która doprowadza do zniszczenia lampy. W czasie emisji wtórnej podanie minusa na siatkę S_1 nie ogranicza prądu, jedynym wyjściem jest natychmiastowe odłączenie napięcia anodowego i siatki S_2.

Przy wadliwym montażu układ lampowy może wzbudzić się generując drgania pasożytnicze na częstotliwości do 600 MHz, jako generator synfazowy działający na równolegle połączonych cewkach i kondensatorach w obwodzie siatkowym i anodowym. Zapobiega się temu między innymi łącząc z masą środek tylko jednego obwodu, najczęściej tylko siatkowego. Poza tym należy podstawkę lampową umieszczać w takiej odległości od chassis, aby talerzyk ekranujący wewnątrz lampy leżał w płaszczyźnie chassis oraz by między obwodem anodowym i antenowym a obwodem siatkowym występowało jak najsłabsze sprzężenie.

Obwód siatkowy wykonuje się najczęściej w postaci cewki strojonej podwójnym kondensatorem. Obwód anodowy może być wykonany z cewki lub symetrycznej linii długiej $\lambda/4$ dostrojonej kondensatorem w pobliżu anod. Obwód anodowy z cewką ma większe straty w samej cewce, zaś linia długa silniej promieniuje i jeśli cały wzmacniacz ma obudowę elektrycznie nieszczelną, to pole elektromag-

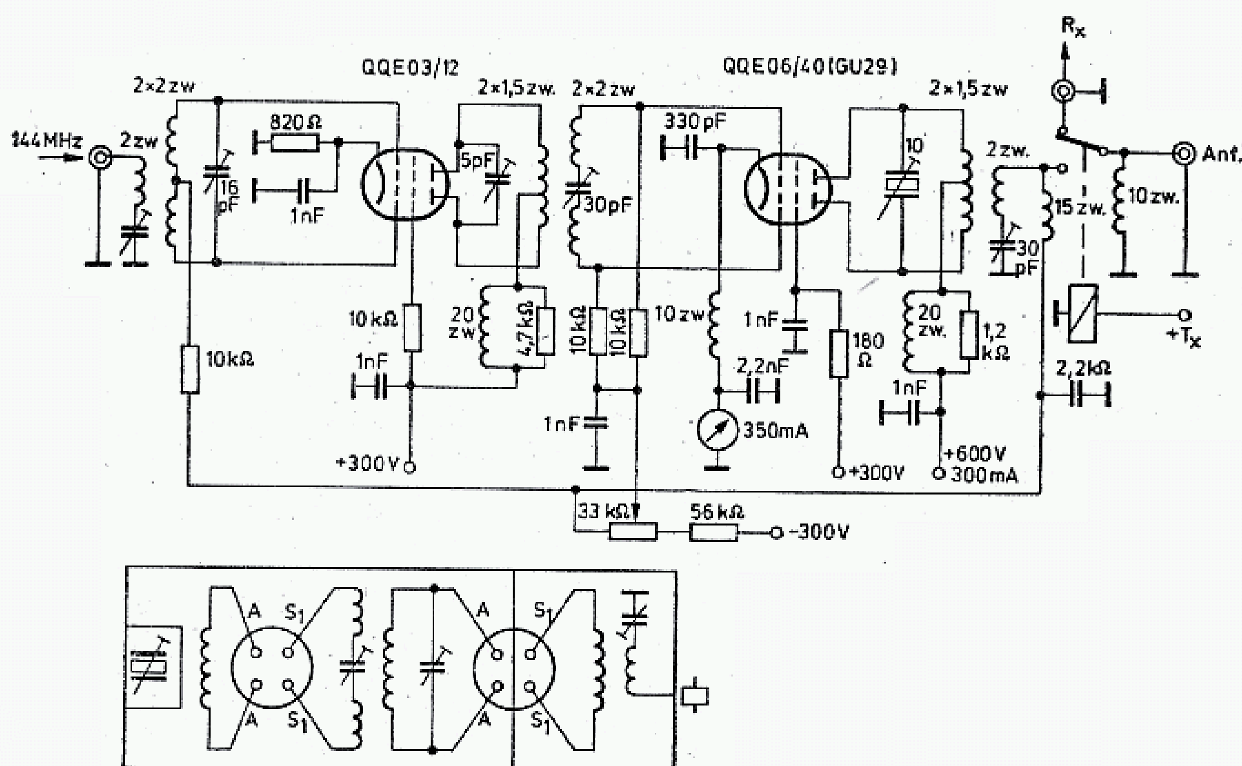
netyczne wydostaje się na zewnątrz. Jeśli ekrany i ścianki znajdują się blisko obwodu, to indukują się w nich znaczne prądy wirowe, będące źródłem dodatkowych strat, a przy złych stykach tych powierzchni powstają prądy błądzące, mogące być przyczyną podwzbudzenia się układu.

Polaryzację siatki S_1 uzyskuje się w sposób podobny do opisanego dla lampy QQE03/12. Przy polaryzacji łańcuchem diod w obwodzie katody należy zwrócić uwagę na płynący tam duży prąd katodowy. Punkt pracy dobiera się w następujący sposób. Dla klasy A: I_{a0} = 30—40 mA; dla klasy B: I_{a0} = 1—5 mA; dla klasy C: I_{a0} = 0 mA.

W czasie odbioru przekaźniki antenowe odłączają linie od wejścia i wyjścia lampy, lecz szumy lampy będą przenikały do odbiornika. Aby temu zapobiec należy lampę zablokować stosując przekaźnik (*MT6*), który powoduje albo znaczne zwiększenie ujemnego napięcia na siatce S_1, albo odłączenie siatki S_2 od plusa. To drugie rozwiązanie jest lepsze, gdyż dla niektórych egzemplarzy lamp niewielka część prądu anodowego jest niekontrolowana przez siatkę S_1 i ten resztkowy prąd jest źródłem znacznych szumów.

6.2.4.3 Wzmacniacze 70 W wg OK10A

Lampa GU29 (829B-RCA) nadaje się do stosowania we wzmacniaczach mocy pracujących do częstotliwości 200 MHz. Jej wadą jest duża pojemność wejściowa (14,5 pF) oraz niezbyt wysoka sprawność. Jej odmiana dla pracy impulsowej GI30 ma jeszcze większą pojemność i na ogół gorzej pracuje w pasmie 144 MHz przy fali ciągłej, natomiast jest bardziej odporna na przeciążenia. W tej grupie lamp najlepszą jest lampa typu QQE06/40. Jeśli wystarcza mniejsza moc, można zastosować także lampę GU32 (832A-RCA), co wymaga jedynie podstrojenia obwodów (zwiększenia pojemności) i dopasowania obciążenia.



6.20. Wzmacniacz z GU29B, wg OK10A

Na seminarium VKV — Havirow, we wrześniu 1978 r. OK10A opisał prosty wzmacniacz pracujący na lampie GU29, sterowanej przez QQE 03/12 (rys. 6.20). Układ jest zbudowany na chassis 240×110 z przegrodą w połowie podstawki drajwera QQE03/12. Ciekawy jest układ przełączania napięcia polaryzacji w czasie pracy (Tx) i odbioru (Rx) wykorzystujący tylko jeden przekaźnik. W czasie odbioru dzielnik napięcia 56 kΩ + 33 kΩ nie jest połączony z masą i siatki obu lamp polaryzowane są pełnym ujemnym napięciem. W układzie OK10A zastosowano bardzo wysokie napięcie blokujące −300 V.

W czasie nadawania dzielnik dołączony jest do masy przez dławiki i styki przekaźnika. Pierwsza lampa ma polaryzację określoną rezystancją katodową i prądem siatkowym, druga lampa przez odpowiednie nastawienie na potencjometrze 33 kΩ i ustawienie prądu siatkowego płynącego przez rezystancję 10 kΩ. Za pomocą tego potencjometru można dobrać warunki pracy w klasie C lub AB, w zależności od rodzaju modulacji.

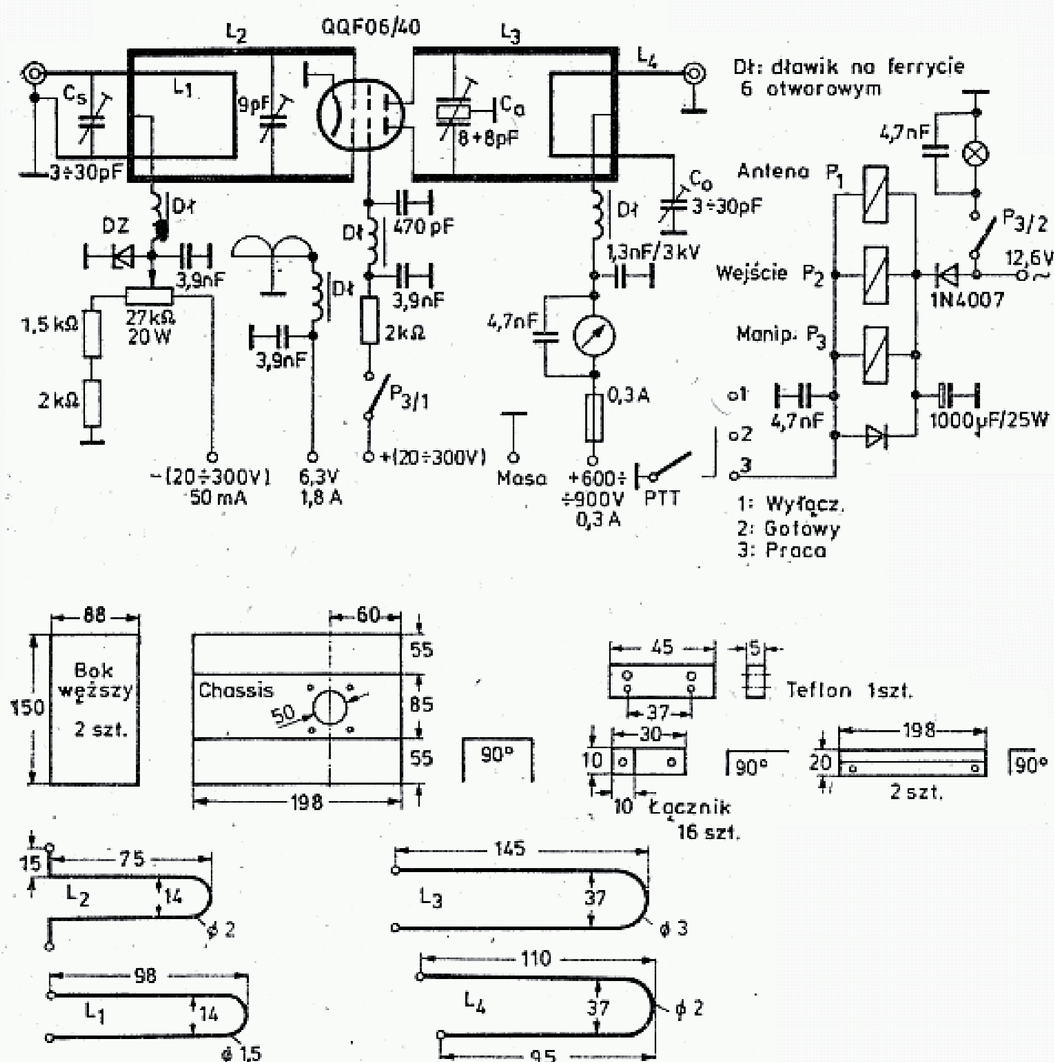
6.2.4.4 Wzmacniacz końcowy o mocy 100 W wg DJ6CA

Końcowy wzmacniacz mocy pracujący na lampie QQE06/40, opisany w [16], jest klasycznym przykładem wzmacniacza z liniowymi obwodami siatkowym i anodowym. We wzmacniaczu tym dla U_a = 900 V, I_a = 250—300 mA i prądu spoczynkowego I_{a0} = 30—40 mA oraz U_{s1} = −30 do −32 V i U_{s2} = 225 V/20 mA moc doprowadzona wynosi 250 W, przy dobrym dopasowaniu można więc uzyskać na wyjściu moc P_0 = 125÷130 W. Dla pracy SSB (klasa AB) do pełnego wysterowania potrzebna jest moc 3÷5 W, zaś dla pracy z FM lub CW (klasa C) potrzeba mocy 6÷10 W, lecz można uzyskać większą sprawność i anody nie powinny się żarzyć. Brak dopasowania obciążenia lub przesterowanie natychmiast objawia się silnym żarzeniem anod.

Schemat układu pokazano na rys. 6.21 oraz niektóre elementy konstrukcyjne obudowy i linii rezonansowych. We wzmacniaczu tym napięcie polaryzacji siatki S_1 jest stałe, ustawiane potencjometrem drutowym i może być stabilizowane diodą Zenera. Przy odbiorze siatka S_2 jest odłączana od plusa, co całkowicie ogranicza prąd anodowy lampy. W układzie tym, tak jak i w innych wzmacniaczach mocy dopasowanie obciążenia wykonuje się zmieniając sprzężenie obwodu z cewką antenową. Zgodnie ze wzorem (6.2) rezystancja dopasowania zależy od punktu pracy lampy, jej wysterowania i dlatego po optymalizacji układu dla pracy CW (FM) po przejściu do pracy SSB należy skorygować sprzężenie.

Opisane układy przy dopasowanym obciążeniu mają pasmo 1 MHz, co oznacza, że przy zestrojeniu dla odcinka 144,0÷145,0 MHz po przejściu na koniec pasma w pobliże 145,9 MHz obwody należy nieco dostroić lub pracować przy mniejszym wysterowaniu.

Obwody wykonane są z drutu CuAg. Obwód anodowy jest wzmocniony wspornikiem teflonowym, przez który przeprowadzony jest także obwód antenowy. Wartość sprzężenia można zmieniać przesuwając obwód antenowy wzdłuż anodowego lub go rozchylając. W przypadku trudności dopasowania wyjścia do określonych warunków obciążenia należy eksperymentować z długością linii L_4. Chassis ma



6.21. Wzmacniacz końcowy z QQEO6/40, wg DJ6CA

kształt litery U. Boki mocowane są za pomocą wygiętych łączników, a krawędzie górne boków są połączone dwoma kątownikami 198×10×10. Gniazda wejściowe i wyjściowe są mocowane na bokach. Przyłączany z zewnątrz przełącznik PTT steruje trzema przekaźnikami, z których dwa przełączają antenę i połączenie z transiwerem, a trzeci dołącza siatkę S_2.

6.2.4.5 Wzmacniacz mocy wg SP6LB

Na rysunku 6.22 pokazano układ kompletnego wzmacniacza mocy 100 W wraz z przedwzmacniaczem i zasilaczem sieciowym. Układ ten jest przystosowany do pracy SSB i CW przy współdziałaniu z transiwerem KF 28 MHz, w którym formowane są sygnały SSB i CW. Po dodaniu konwertera odbiorczego przełączanego przekaźnikiem uzyskuje się w ten sposób układ transwerterowy.

Na rysunku 6.22a pokazane jest wyjście mieszacza 116 MHz+(28÷30 MHz). Generator o częstotliwości 116 MHz pracuje w układzie z rys. 5.125d z separatorem pracującym na tranzystory MPF102 i steruje mieszacz zbudowany na tranzystorze 2-bramkowym, do którego doprowadzony jest także, znacznie osłabiony, sygnał SSB/CW z transiwerem KF. Obwód wyjściowy mieszacza jest słabo sprzężony pętlą jednozwojową (DND 0,2) z obwodem wejściowym z 2N222. Układ ten po-

6.22. Kompletny wzmacniacz 100 W, wg SP6LB

winien dostatecznie osłabiać sygnał heterodyny o częstotliwości 116 MHz. Jeśli jest to trudne do uzyskania, to należy zastosować mieszacz zrównoważony, np. taki jak na rys. 6.9a.

Stopień wyjściowy przedwzmacniacza, zbudowany na tranzystorze 2N4427, pracuje w klasie AB z prądem spoczynkowym 6÷10 mA i dostarcza mocy 70÷÷150 mW. Aby wyeliminować samowzbudzanie się całość zamknięto w metalowym pudełku i na wyjściu obciążono rezystancję 120 Ω. Przedwzmacniacz ten steruje wzmacniacz pracujący na lampach QQE03/12+QQE06/40 (rys. 6.22b). Wzmacniacz mocy wymaga sterowania mocą 70÷300 mW, przy czym wartość mocy potrzebna do pełnego wysterowania zależy od sposobu zestrojenia wzmacniacza: dla całego pasma 144÷146 MHz lub tylko dla wycinka 700 kHz. Wzmacniacz mocy pracuje w klasie AB z prądami spoczynkowymi: $I_{a01} = 12{,}5$ mA, $I_{a02} = 40$ mA.

W czasie odbioru (*Rx*), na skutek wyłączenia przez transiwer zasilania $+Tx$ (+12 V), zwalnia się przekaźnik P_2 (*MT6*), a przekaźnik P_1 przełącza antenę ze wzmacniacza na wejście do konwertera (*Rx*). Jednocześnie P_2 przełącza styki $P_2/_2$ podając na siatkę S_1 lampy mocy napięcie $U_5 = -140$ V (przy nadawaniu podawane jest napięcie $U_6 = -35{,}5$ V). Pozostałe elementy wzmacniacza nie różnią się od poprzednio opisywanych. Podane rysunki cewek stanowią jedynie wskazówkę, gdyż rodzaj cewek należy dostosować do gabarytów kondensatorów obrotowych (podwójnych trymerów) oraz rozłożenia elementów. W przypadku wzbudzania się układów często pomaga nawinięcie jednej z cewek w odwrotnym kierunku lub obrócenie cewki sprzęgającej między mieszaczem i tranzystorem 2N2222 o 180°. Wzbudzenia te powstają w wyniku wypromieniowania w.cz. przez kable i złącza stopnia mocy i dostania się przez łącze z transwerterem lub przez zasilanie do wysokoczułych obwodów mieszacza.

Dławiki nawijane są na rezystorach węglowych 0,5 W i należy dobierać je eksperymentalnie. Dobrze pracują także dławiki nawinięte na ferrytach 6-otworowych ∅ 6,5, długości 12,5 mm. W zależności od sposobu uzwojenia (1/2 do $2^1/2$ zwoju) mogą pracować szerokopasmowo od 40 do 400 MHz. Dostrojenie i praca wzmacniacza powinna być kontrolowana reflektometrem.

Całość wraz z zasilaczem zbudowana jest w pudle blaszanym 300×150 mm o wysokości 180 mm z wewnętrznymi ekranami.

Ponieważ układ ten ma być urządzeniem przenośnym, przeznaczonym do pracy w terenie i chodzi o to, aby można go było zapakować do plecaka i wyruszyć np. w góry, krytyczny staje się problem zasilacza. Zdecydowano się na beztransformatorowe prostowanie wysokich napięć bezpośrednio z sieci, a mały transformator przewidziano tylko do żarzenia lamp i do uzyskiwania napięć pomocniczych (rys. 6.22e). Podany układ jest warunkowo bezpieczny. Wymaga on sieci trójprzewodowej z kołkiem zerującym i odpowiedniej wtyczki. Obudowa wzmacniacza jest połączona z kołkiem zerującym, a w przypadku jego braku, z dobrym uziemieniem. Jeśli po włożeniu wtyczki do gniazda bez włączania W_1 rozświetli się neonówka, oznacza to prawidłową polaryzację elektrod wtyczki i po włączeniu W_1 obudowa pozostanie na potencjale zera. W przeciwnym wypadku następuje zwarcie w układzie i przepalenie bezpiecznika 5 A. Ze względu na duże prądy ładujące kondensatory zastoso-

wano rezystor zabezpieczający 20 Ω/6 W, zwierany wyłącznikiem W_2. Wyłącznik ten zamyka się w kilka sekund po włączeniu zasilacza wyłącznikiem W_1.

Można także zamiast W_2 zastosować przekaźnik, którego cewkę włącza się zamiast rezystora 15 kΩ w obwodzie napięcia U_3. Dysponując przekaźnikiem o wzbudzeniu 220 V~ można między sieć i zasilacz włączyć układ z rys. 6.22d. Po włączeniu wyłącznika W_3 zadziała tylko właściwy przekaźnik P_a lub P_b i poda napięcie na zasilacz z zachowaniem właściwej biegunowości. Wtedy wyłącznik W_1 można pominąć. Zasilacz ten przy poborze prądu 300 mA w obwodzie anodowym ma napięcie tętnienia 10,8 V. Korzystniejszy byłby układ mostkowy Delona, gdyż w nim tętnienia wynoszą tylko 4,5 V, lecz nie pozwala on na połączenie katody z masą.

Opisane urządzenie, ze względu na bezpośrednie dołączanie do sieci, wymaga kwalifikowanej obsługi i nie jest zalecane dla początkujących radioamatorów.

6.2.4.6 Wzmacniacz liniowy o mocy 400 W wg DK10F

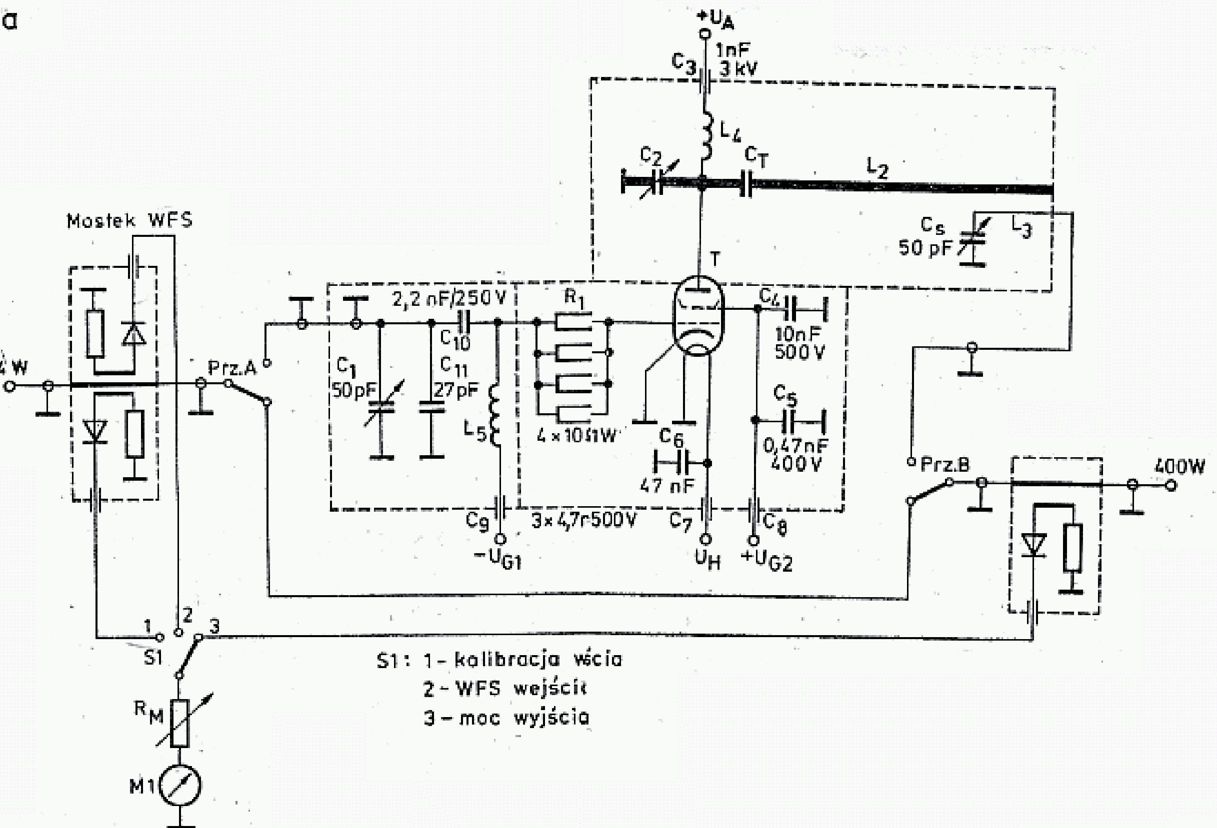
W profesjonalnych urządzeniach dla zakresów UKF i MKF bardzo często są stosowane lampy ceramiczne z wymuszonym chłodzeniem powietrzem. Umożliwiają one uzyskiwanie znacznych mocy i dużych wzmocnień (tabl. 6.2.4). Podano tu opis wzmacniacza liniowego (*WL*) końcowego dużej mocy (w żargonie amatorskim taki wzmacniacz nazywany jest „dopalaczem") pracującego na lampie 4CX250B lub *R*, opracowanego i zbadanego przez DK10F [17], a przewidzianego jako stopień końcowy o mocy 400 W po transiwerze UKF o mocy 3÷10 W z modulacjami CW, SSB i FM. Jest to układ klasyczny (rys. 6.23) i może być łatwo odtwarzany nawet przy nieco różnych rozwiązaniach konstrukcyjnych mniej istotnych elementów i przy zastosowaniu także innych lamp o podobnej konstrukcji. Istotą układu jest linia $\lambda/4$ zamknięta we wnęce, tworząca obwód rezonansowy (rozdz. 3.6). Wszystkie podane tam uwagi na temat wymagań konstrukcyjnych mają pełne zastosowanie, gdyż jakość konstrukcji wpływa na sprawność, a tym samym na moc oddaną P_{wy} przez wzmacniacz przy określonej mocy doprowadzonej P_{we}. W szczególności obwód rezonansowy musi mieć dużą dobroć w stanie nieobciążonym, a cała komora anodowa musi być szczelna elektrycznie.

Tablica 6.2.4

Parametry wzmacniacza z 4CX 250 B wg rys. 6.23

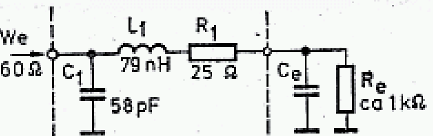
		Bez sygnału	AB_1	AB_2
Napięcie anodowe	U_a	2200 V	2000 V	1900 V
Prąd anodowy	I_a	100 mA	300 mA	420 mA
Moc sterująca	P_{we}	0 W	4 W	8 W
Prąd ekranu	I_{s2}	0 mA	5 mA	20 mA
Prąd siatki	I_{s1}	0 mA	0 mA	5 mA
Moc wyjściowa	P_{wy}	0 W	395 W	520 W
Sprawność całkowita	η	0	66%	65%
WFS wejścia		—	<1,2	<1,2

a



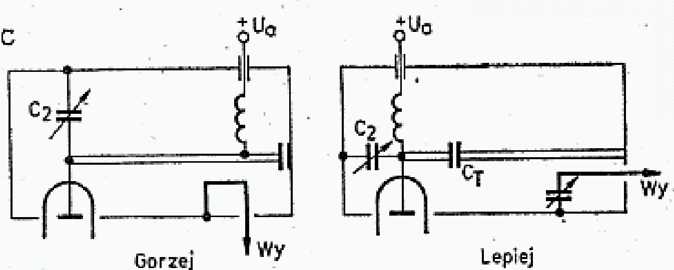
$+U_A$
C_3 1nF 3kV
L_4
C_2
C_T
L_2
C_s 50 pF
L_3
Mostek WFS
4 W
Prz.A
2,2 nF/250V
C_1 50pF
C_{10}
C_{11} 27pF
L_5
R_1
4×10Ω1W
T
C_4 10nF 500V
C_5 0,47nF 400V
C_6 47 nF
C_9
3×4,7r500V
C_7
C_8
$-U_{G1}$
U_H
$+U_{G2}$
Prz.B
400W
S1
R_M
M1
S1: 1 - kalibracja wścia
2 - WFS wejścia
3 - moc wyjścia

b



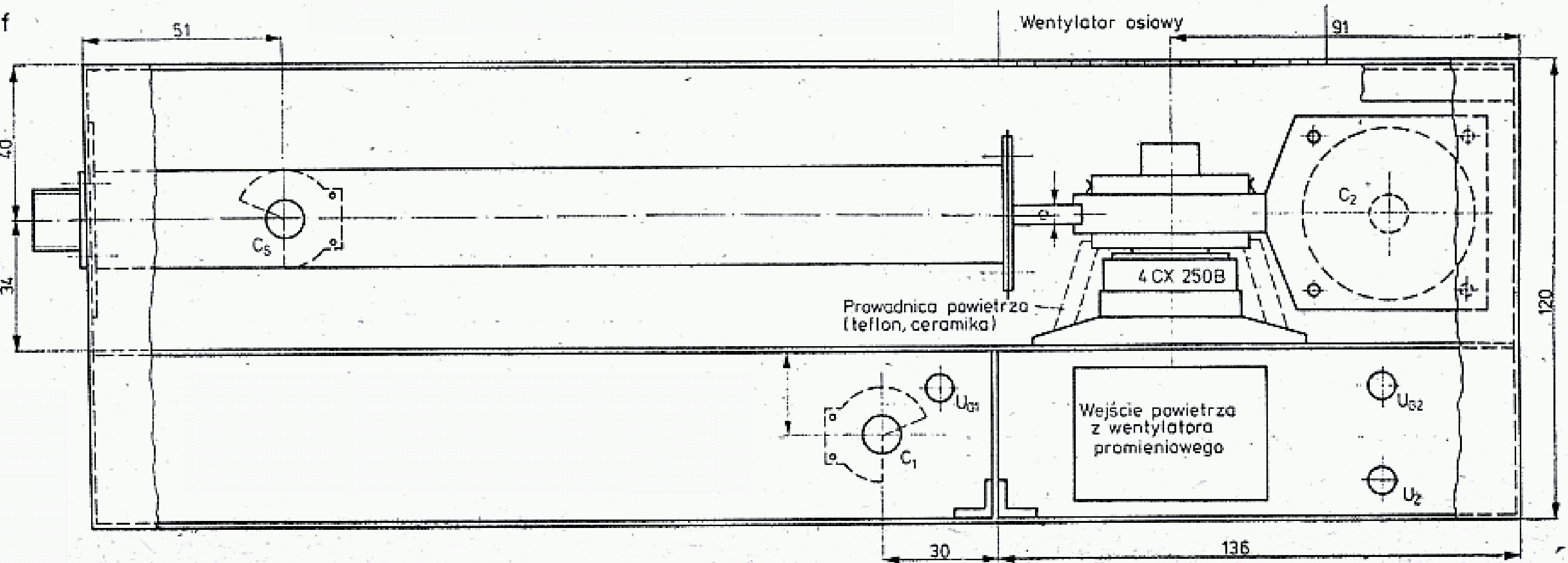
We 60 Ω
C_1 58pF
L_1 79 nH
R_1 25 Ω
C_e
R_e ca 1 kΩ

c



$+U_a$
C_2
Wy
Gorzej
C_T
Lepiej

f



Wentylator osiowy
4 CX 250B
Prowadnica powietrza (teflon, ceramika)
Wejście powietrza z wentylatora promieniowego
C_S
C_2
C_1
U_{G1}
U_{G2}
U_Z
51
91
40
34
120
30
136

d

Wentylator promieniowy

osiowy

R_v C_v

Tr 1
M74

1A

100 V
20 mA

4 × 1N4007

100 μF
150V

D6 D5 D4 D3 D2 D1

6 V
3 A

U_H

1A

1000 μF
25V

6,8 kΩ
1 W

12 V
1 A

4 × 1N4002

D1 ÷ D4: ZF 3,9
D5 ÷ D6: ZD 24

01 μF
250V

1,2 kΩ

U_{G1}

4,7 kΩ

S3

M2

1 mA
300 Ω

+12 V

12V

1. Nad.
2. Odb.

Tr 2
EI 150

400 V
500 mA

0,22 μF
630V

100 kΩ
1 W

33 μF
350V

D7 ÷ D21
15 ÷ ZD24

3,9 kΩ

220 Ω

1,5 kΩ
2W

100 kΩ
1W

33 μF
350V

4 × 1N4007

+360V

5,6 kΩ
6W

U_{G2}

1600V
300 mA

12 × 1N4007
12 × 560 kΩ/1W

10 kΩ
2 W

+2000V

U_A

1MΩ
1W

1MΩ
1W

10 nF
3 kV

6 × 100 kΩ
2W

6 × 100 μF
500V

500 kΩ
0,5 W

D22
ZF12

R_S
47 kΩ
50 W

S6

10
2W

S5 1. Wył.
2. Gotowy
3. Praca

S4

S4 1. I_A 500 mA
2. U_A 2500V

M3

47 kΩ

1 mA
300 Ω

S5

12 V

1N4002

Rel. A B C

10A

220V SL

PTT

e

Rurka mosiężna Φ5/3

Gniazdo SO 239 lub N

Blacha mosiężna 1 mm

Kątownik Ms 10×10×2

Oprawa gniazda BNC

Nakrętka M6 (opór)

Ms lub Cu 0,5 mm

Ms 1mm 2 szt.

Ms 5mm

Ms 1mm

* Wsporniki ceramiczne Φ8 z gwintem wewn. M3 12 szt.

Tulejka izolacyjna (teflon)

Folia teflonowa 45×45×0,25 mm

DK 1 0F

6.23. Wzmacniacz liniowy 400 W, wg DK10F

a — schemat elektryczny, b — obwód wyjściowy z zastępczym układem wejścia lampy, c — sposoby separacji obwodu anodowego, d — układ zasilacza napięciowego, e — widok obwodu anodowego i części składowe, f — widok wzmacniacza z boku

Dobrze ekranowany obwód siatkowy pozwala na pracę w układzie wspólnej katody, (dającym największe wzmocnienie) i jest łatwy do wysterowania. Schemat elektryczny układu podano na rys. 6.23a. Ze względu na znaczny zapas mocy transiwera w stosunku do mocy potrzebnej do pełnego wysterowania, celowo stosuje się stłumiony obwód siatkowy, gdyż zwiększa to szerokopasmowość obwodu wejściowego, a więc obwód ten nie wymaga przestrajania przy przechodzeniu z początku pasma na jego koniec. Ponadto stłumiony obwód siatkowy zmniejsza skłonność układu do samowzbudzania się przy niedopasowanym generatorze lub obciążeniu. Czynne obciążenie wprowadzane przez obwód siatkowy zmniejsza wahania impedancji wejściowej wywoływane zmienną impedancją wejściową samej lampy w czasie sterowania. Zmiany te są istotne przy pracy z prądem siatki, a więc w klasie AB_2 i C. Jest to szczególnie ważne w przypadku sterowania *WL* przez transiwer tranzystorowy, który z reguły nie dopuszcza dużego *WFS*.

Silne zmiany impedancji wejściowej *WL* mogą być przyczyną generowania w transiwerze dużych zniekształceń intermodulacyjnych (ang.: *splatter*), wzmacnianych następnie przez prawidłowo pracujący układ *WL*. Na rysunku 6.23 pokazano układ zastępczy obwodu siatkowego *WL*, w którym zachodzi transformacja impedancji wejściowej/wyjściowej transiwera 60 Ω (w przybliżeniu średnia rezystancji 50 i 75 Ω) na średnią impedancję wejścia lampy $R_e = 1000$ Ω i $C_e = 20$ pF. Dla stłumienia obwodu siatkowego zastosowano szeregowo dołączony rezystor $R_1 = 25$ Ω, w którym wydziela się znaczna część mocy sterującej wzmacniacz. Transformator pracujący w układzie Π, złożony z cewki L_1 i pojemności C_1, o dobroci około 14 i szerokości pasma 10 MHz pozwala na uzyskanie $WFS < 1{,}2$ przy zmianie rezystancji wejściowej lampy w zakresie 500 Ω do ∞.

Rezystancja R_e reprezentuje straty wejściowe lampy wywołane znacznym czasem przelotu elektronów w lampie przy częstotliwościach UKF. Jest ona zależna od napięcia siatki ekranującej U_{s2}, napięcia anodowego U_a, napięcia polaryzacji U_{s1}, stopnia wysterowania i dopasowania obciążenia lampy R_a. Zastosowanie transformatora Π zamiast transformatora szerokopasmowego z rdzeniem ferrytowym dodatkowo poprawia selektywność całego układu, a więc zmniejsza poziom harmonicznych.

Zadaniem obwodu anodowego jest także umożliwienie dopasowania dużej impedancji wejściowej lampy do małej impedancji wejściowej kabla antenowego. W zakresach pasm KF stosuje się często obwody o stałych skupionych L i C, lecz na zakresach UKF obwód taki ma małą sprawność (60÷70%) i dlatego stosuje się obwód współosiowy o stałych rozłożonych z dostrajaniem dodatkowym kondensatorem anodowym C_a, co pozwala na uzyskanie sprawności do 90% (rozdz. 3.6). W obwodzie takim znaczną trudność stanowi kondensator separujący C_T. Największy prąd płynie w miejscu zwarcia obwodu. Jeśli przyjmiemy, że składowa zmienna prądu anodowego wynosi 0,3 A, to przy dobroci obwodu $Q = 50$ prąd w miejscu zwarcia wynosi 15 A!. Jeśli rezystancja strat w tym miejscu (kondensator, doprowadzenia i luty cynowe) wyniesie 1 Ω, to wydzieli się na niej moc 225 W! Z tych względów korzystniej jest wstawić kondensator separujący C_T blisko anody (rys. 6.23c), gdyż płynie przez niego prąd wynoszący około 0,5 A. Wtedy jednak dławik w obwodzie zasilania znajduje się pod wysokim napięciem w.cz. Narzuca to z kolei duże

wymagania na ten dławik, który musi mieć znaczną indukcyjność i małe straty własne.

Sprzężenie wyjścia z obwodem anodowym *WL* może być wykonane w różny sposób, lecz najpraktyczniejsze okazało się sprzężenie indukcyjne obwodem szeregowym L_s, C_s, który pozwala jednocześnie na określoną kompensację reaktancji wnoszonej przez kabel z anteną. Oba obwody L_2C_1 i L_sC_s pozwalają ponadto na zmianę stopnia transformacji R_a/R_L, co jest konieczne dla uzyskania maksymalnej mocy P_{wy}, gdyż R_a zależy od napięcia anodowego U_a, siatki U_{s1} i stopnia wysterowania, a więc ulega zmianie przy przejściu z warunków pracy przy dużej liniowości potrzebnej przy SSB (klasa AB_1) do pracy w klasie AB_2 lub C przy FM i CW, przy których rośnie sprawność wzmacniacza. Dla ułatwienia optymalizacji i zestrojenia obwodów na wejściu i wyjściu przewidziano reflektometry. Można tu zastosować dowolne układy przewidziane do pracy przy częstotliwości 144 MHz i dla występujących tu mocy 10 W i 500 W. Przy pracy z pominięciem *WL* reflektometr wejściowy umożliwia pomiar WFS na wejściu do kabla antenowego.

Podczas strojenia kondensator C_1 ustawia się na minimum *WFS* na wejściu. Na rysunku 6.23a nie pokazano indukcyjności L_1 z rys. 6.23b, gdyż jej rolę spełnia przewód doprowadzający do siatki oraz rezystor R_1 i przyłącze kondensatora C_{10}. Napięcie polaryzacji U_{s1} jest podawane przez lampę L_5, siatka ekranująca S_2 jest zablokowana poza kondensatorem znajdującym się w podstawce, dodatkowo przez kondensatory C_4 i C_5. Wszystkie napięcia zasilające są doprowadzane przez kondensatory przepustowe. Wzmocniony sygnał jest wyprowadzany przez pętlę sprzęgającą L_3, kabel koncentryczny do przełącznika współosiowego *B* i dalej przez miernik mocy do anteny. Zasilacz sieciowy (rys. 6.23d) dostarcza następujących napięć: U_A: około +2000 V przy prądzie 400 mA; U_{s2}: +360 V przy prądzie 25 mA, U_{s1}: −55 V, przy zablokowaniu napięciem −130 V; $U_ż = 6{,}0$ V, $I_ż = 2{,}6$ A.

Ponieważ wzmocnienie tetrody silnie zależy od napięcia U_{s2}, więc we wzmacniaczu liniowym napięcie to musi być stabilizowane. Przy pracy w klasie AB_2, a więc z prądem siatki, źródło napięcia polaryzującego musi mieć stałą rezystancję wewnętrzną. Dla stabilizacji U_{s2} nie należy stosować stabilizatora jarzeniowego (stabilitronu) gdyż mogą one wraz z pojemnościami układu wytwarzać drgania relaksacyjne na częstotliwościach około 20 kHz. Objawem tego będzie nieczysty sygnał główny, gdyż będzie otoczony prążkami, np. co 20 kHz. W układzie zastosowano dwa transformatory sieciowe. Jeden zasila obwód żarzenia, polaryzuje siatkę S_1 i przekaźniki. Wartość prądu spoczynkowego lampy I_0 ustawia się przełącznikiem S_2. W czasie przerw w nadawaniu przekaźnik *C* przełącza siatkę S_1 na pełne napięcie ujemne −130 V, a ponieważ lampa nadal generuje szumy diodowe, siatkę S_2 przełącza się na masę. Trzecia para styków *C* wtrąca w obwód silnika wentylatora osiowego dodatkowy rezystor dla ograniczenia obrotów i hałasu, natomiast wentylator promieniowy pracuje w sposób nieprzerwany, gdyż lampy ceramiczne wymagają uruchomienia chłodzenia z chwilą włączenia żarzenia. W czasie obciążenia lampy wymagane jest chłodzenie bardziej intensywne, a do tego służy wydajniejszy wentylator osiowy. Lampy ceramiczne wymagają, aby napięcie anodowe i siatki ekranującej było włączane na 30 s do 1 minuty po włączeniu żarzenia. Dlatego wyłącznik główny S_5 ma trzy położenia: *1* — wyłączony, *2* — gotowość, *3* — praca. Ponieważ

transformator anodowy ma duży prąd włączenia, zastosowano szeregowy rezystor ograniczający 47 Ω/50 W, który jest zwierany przełącznikiem S_6 lub może także być zwierany przekaźnikiem reagującym na wzrost napięcia anodowego do wartości 0,8 nominalnej. Prostownik zbudowany na diodach 1N4007 pracuje w układzie mostkowym, co daje najmniejsze tętnienia prądu przy obciążeniu. W przypadku nie dysponowania transformatem 1600 V można zastosować transformator na napięcie 800 V i układ powielania napięcia, a w ostateczności transformator 600 V i układ potrajania napięcia.

Przełącznik S_4 przełącza miernik *M3* do pomiaru napięcia anodowego, względnie prądu anodowego, zaś dioda Zenera 12 V zapobiega wyładowaniom powierzchniowym na przełączniku w czasie pomiaru prądu.

Kondensatory nastawcze C_1 i C_5 (po 50 pF) powietrzne muszą mieć dużą dobroć i odpowiednią wytrzymałość napięciową, a kondensator C_s dodatkowo dużą wytrzymałość prądową, gdyż płynie przez niego prąd w.cz. o wartości około 3 A. W przypadku braku kondensatora przepustowego C_3 na napięcie 3 kV, można zastosować przepust teflonowy, który po obu stronach jest zablokowany do masy kondensatorami płytkowymi ceramicznymi 1 nF/3 kV. Pozostałe kondensatory: C_4: ceramiczny płytkowy 10 nF/500 V; C_5: foliowy 0,47 μF/400 V; C_6: płytkowy ceramiczny 47 nF/30 V; C_7, C_8, C_9: przepustowe przykręcane 4,7 nF/400 V; C_{10}: ceramiczny płytkowy 2,2 nF/500 V; C_{11}: ceramiczny 27 pF/100 V. Rezystory: R_1: 4 szt. węglowe 10 Ω/1 W równolegle; R_s: drutowy 47Ω, 50 W, można zastąpić dwoma rezystorami 2×20 Ω/6 W. Dławiki: L_4: 9 zw. CuAg 1,5, $D_w = 25$ mm, $l = 35$ mm; L_5: 15 zw DNE 1,5, $D_w = 15$ mm, $l = 40$ mm.

Na rysunku 6.23e pokazano wygląd obwodu anodowego L_2, pętli sprzęgającej L_3, kondensatora dostrojczego C_2 i kondensatora separującego C_T, które muszą być wykonane we własnym zakresie.

Obudowa całego urządzenia *WL* ma długość 372 mm, szerokość 112 mm, wysokość 120 mm i jest w środku podzielona na komorę siatkową i anodową (rys. 6.23d). Wykonano ją z blachy mosiężnej o grubości 1 mm, polutowanej na krawędziach. Składa się ze ścianki przedniej i tylnej (2 szt.) 372×120, boków (2 szt.) 120×110, chassis 370×110, przegrody 110×45, pokrywy górnej 370×110, pokrywy dolnej 135×110 i pokrywy dolnej 234×110.

Obwód anodowy jest wykonany z rurki mosiężnej o średnicy $D_z = 25$ mm i grubości ścianki 1 mm. Od strony łączonej z masą dolutowana jest czołowa płytka mosiężna o średnicy 50 mm, zaś od strony anody płytka tworzy jedną okładkę kondensatora C_T. Dielektrykiem jest folia teflonowa (PTFE) o grubości 0,25 mm. Cztery śruby M4 skręcające kondensator są izolowane podkładkami teflonowymi, stosowanymi w tranzystorach mocy. Obejma anodowa powinna być oryginalna, lecz w przypadku jej braku wykonuje się ją z blachy mosiężnej odpowiednio wygiętej i skręconej na końcach śrubami M4. Do obejmy przylutowany jest łącznik z blachy mosiężnej 5 mm, do którego wkręcony jest kołek M3 dla mocowania rurki mosiężnej 5/3, służącej do przyłączenia cewki L_4. Po drugiej stronie obejmy przylutowana jest płytka kondensatora C_2, mocowana do obudowy wspornikami izolacyjnymi ceramicznymi. Ruchoma okładka C_2 jest mocowana na śrubie mosiężnej *M6*, prowadzonej w gwintowanej tulei, przykręconej do ścianki. Na nieruchomą okładkę

zakłada się niewielki kołek z teflonu ograniczający posuw okładki ruchomej, tak aby nie powstało zwarcie obwodu anodowego z masą. Do krawędzi obudowy jest przynitowany kątownik mosiężny 10×10×2, do którego przykręcone są pokrywy. Wszystkie śruby stosowane w układzie muszą być mosiężne, gdyż stalowe pod wpływem silnego pola magnetycznego znacznie się nagrzewają. Przy montażu należy zadbać o to aby na lampę nie działały żadne siły łamiące, ani w stanie zimnym, ani gorącym. Dla zwiększenia sprawności układu celowe jest posrebrzenie wszystkich części składowych. W obwodzie siatkowym wszystkie cztery zaciski katodowe są bezpośrednio dolutowane do masy. Kątownik z blachy, przymocowany do zacisku siatkowego, służy do dolutowania czterech rezystorów węglowych (bez wyprowadzeń).

Przy uruchamianiu wzmacniacza należy postępować szczególnie ostrożnie, gdyż ładunek zgromadzony w kondensatorach obwodu anodowego może wywołać śmiertelne porażenie. Wszelkie manipulacje należy wykonywać po wyłączeniu zasilania, rozładowaniu kondensatorów rezystorem i zwarciu zacisku +2000 V z masą.

Pierwsze uruchomienie poprzedza się kilkunastominutowym wygrzaniem lamp, po czym włącza się transformator anodowy. Przyrząd mierzący prąd anodowy nie powinien wykazywać przepływu jakiegokolwiek prądu. Dalej należy połączyć zacisk PTT z masą (rys. 6.23d) i nastawić przełącznikiem S_2 prąd anodowy na zakres 80÷100 mA. Potem włącza się nadajnik sterujący i zwiększa moc sterującą, tak by nastąpił nieznaczny wzrost prądu anodowego. Kondensatory C_2 i C_s ustawia się na maksymalną moc wyjściową. Następnie zwiększa się wysterowanie, aż do uzyskania prądu anodowego około 300 mA. Po korekcie pojemności C_2 i C_s moc powinna wynosić 350÷400 W w.cz. Następnie sprawdza się prawidłowość obciążenia stopnia końcowego. W tym celu należy zmienić nieco pojemność C_2 (na chwilę) i obserwować wzrost prądu anodowego. Przyrost nie powinien być większy niż 10%. Jeśli jest większy, to należy powiększyć sprzężenie przez dogięcie cewki L_3 do linii L_2. Przy prawidłowym zestrojeniu i obciążeniu minimalny prąd anodowy i maksimum mocy w.cz. wystąpią przy tym samym położeniu C_2.

Obwód siatkowy stroi się za pomocą reflektometru w pozycji fali odbitej. Zmieniając C_1 ustala się minimum *WFS*, który nie powinien być większy niż 1,2. Jeśli jest to trudne do uzyskania, to stopniowo skraca się druty przyłączowe C_{10}. Przy prawidłowym dopasowaniu obwodu siatkowego przy zmianie C_1 minimum *WFS* pokrywa się z maksimum mocy wyjściowej. W tablicy 6.2.4 zestawiono wyniki pomiarów w różnych warunkach pracy.

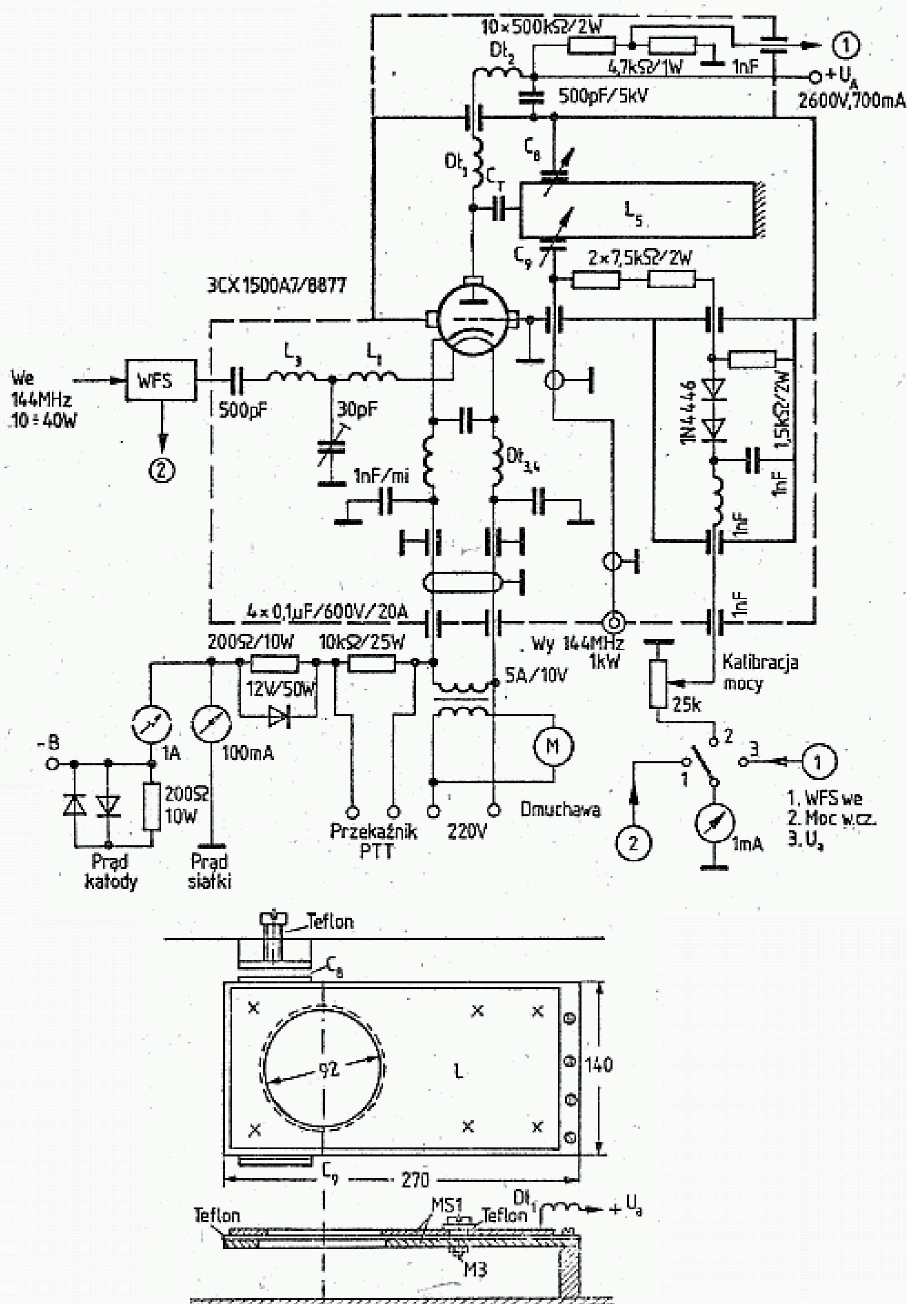
6.2.4.7 Wzmacniacz końcowy 1000 W

Maksymalną moc 750 W, dopuszczoną licencją, można uzyskać we wzmacniaczu zbudowanym na jednej lampie 3CX1500 A7/8877 lub dwóch lampach 4CX250. Układ jednolampowy, pokazany na rys. 6.24, opisano szczegółowo w QST 12/1973 i 1/1974 oraz w Radio Handbook 1980 ARRL. Jest to wzmacniacz pracujący na triodzie ceramicznej z uziemioną siatką. Sygnał sterujący (41 W) jest doprowadzany do katody przez transformator *T*, zaś obwód anodowy utworzony jest przez dwie

Tablica 6.2.5

Parametry wzmacniacza pracującego na lampie SCX1500A7 (rys. 6.24)

Moc doprowadzona	1000 W	1600 W
Napięcie anodowe	2600 V	2450 V
Prąd anodowy (jeden ton)	385 mA	660 mA
Prąd anodowy spoczynkowy	50 mA	50 mA
Polaryzacja siatki	−10 V	−10 V
Prąd siatki (jeden ton)	35 mA	54 mA
Moc sterująca	16 W	41 W
Sprawność	59%	62%
Wzmocnienie mocy	15,1 dB	13,9 dB
Moc wyjściowa	595 W	1000 W



6.24. Wzmacniacz 1 kW i jego obwód anodowy wg Radio Amateur Handbook. ARRL 1980

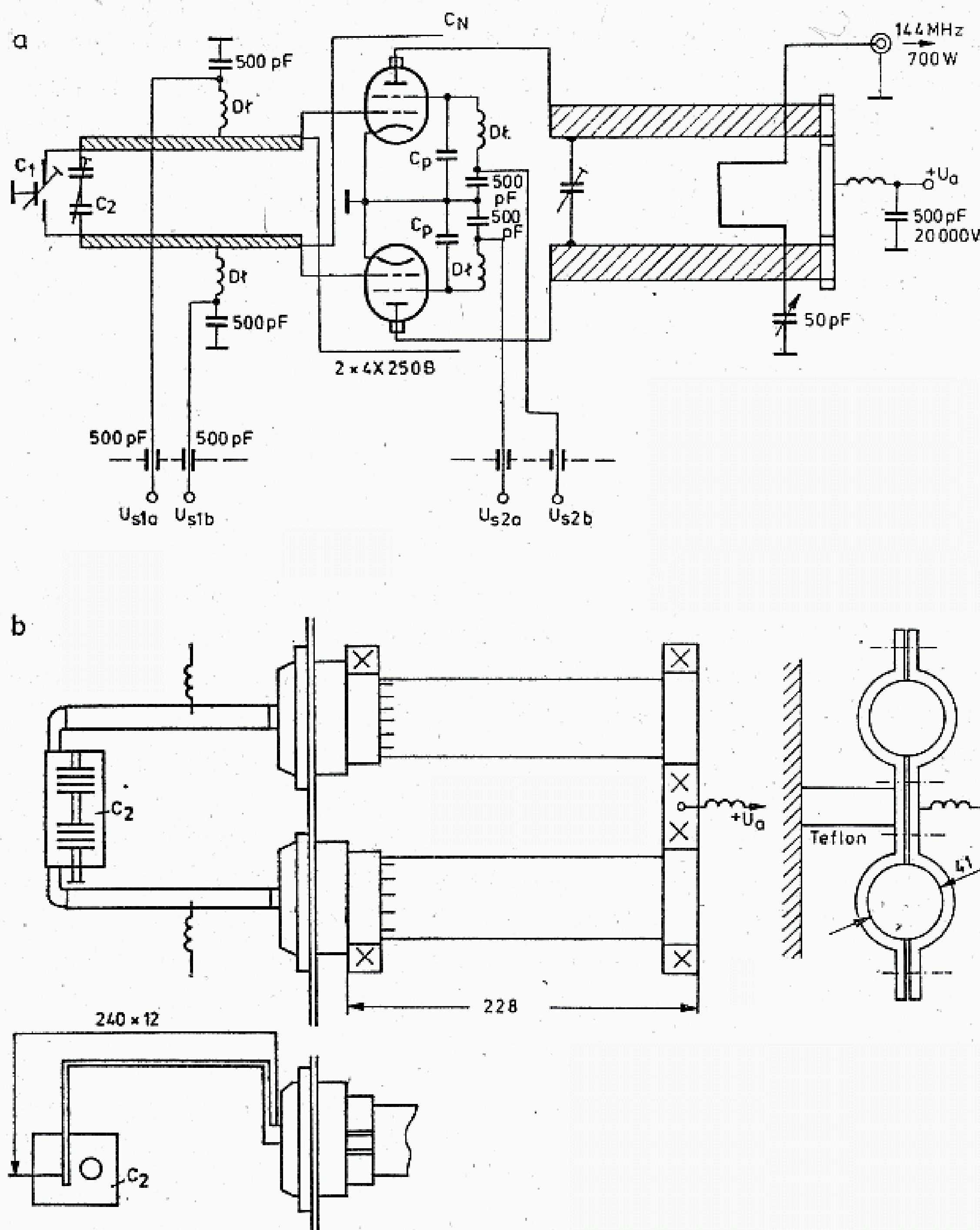
płytki 125×250 i 140×270 przedzielone folią teflonową, z których jedna jest dołączona do anody, a druga jest połączona z masą. Płytka anodowa jest zasilana przez dławik: 7 zwojów, $D_w = 12$ mm, $l = 25$ mm. Dla obwodu anodowego przyjęto dobroć $Q = 40$ dla $PEP = 2$ kW i 80 dla $PEP = 1$ kW. Tak duże dobroci poprawiają tłumienie harmonicznych, lecz wymagają zastosowania mało stratnych obwodów, a przede wszystkim kondensatora C_8 — dostrojczego i C_3 — sprzęgającego. Wykonano je w postaci taśmy mosiężnej doginanej do linii L_5 za pomocą śrub teflonowych. Rozwiązanie takie umożliwia uniknięcie ruchomych styków, będących zawsze źródłem znacznych strat. Uzyskiwane parametry podano w tablicy 6.2.5. Wzmacniacz ten wymaga znacznej mocy wzbudzającej. Mniejszej mocy sterującej wymagają wzmacniacze tetrodowe z zewnętrzną anodą typu 4CX300A, 4X250A, 4X150A i inne. We wzmacniaczu mocy 750 W stosowane są dwie takie lampy. We wcześniejszych konstrukcjach stosowano układ przeciwsobny, w nowszych lampy łączy się równolegle.

Układ przeciwsobny wymaga więcej nakładu pracy i materiału, lecz jest łatwiejszy do neutralizacji oraz pozwala na indywidualne dobranie warunków pracy lampy. Wzmacniacze przeciwsobne powinny pracować w klasie C, gdyż przy klasie AB jedna z lamp zawsze tłumi obwód pochłaniając część mocy.

Układy z lampami połączonymi równolegle są konstrukcyjnie prostsze i przy dobranych lampach dają wyniki lepsze niż w układzie przeciwsobnym, szczególnie przy pracy jako wzmacniacz liniowy. W jednym z pierwszych układów przeciwsobnych opracowanych przez W1DXE [18] zastosowano symetryczny, ćwierćfalowy obwód anodowy wykonany z rur CuAg (∅ 40 mm, $l = 230$ mm zwartych masywnym łącznikiem oraz półfalowy obwód siatkowy. W układzie zastosowano dwie lampy 4CX300A uzyskując dla $U_a = 1500$ V, $I_a = 400$ mA moc wyjściową $P_{wy} = 200$ W przy wysterowaniu $P_{we} = 5$ W CW lub AM. Przy $U_a = 2000$ V i $P_{we} = 15$ W uzyskiwano moc 800 W CW.

W∅MOX zmodyfikował ten układ stosując popularne lampy 4X250A, które mają mniejszą pojemność wejściową i nieco mniejszą dopuszczalną moc strat anodowych [19]. Schemat tego układu pokazano na rys. 6.25. Obwód anodowy jest taki sam jak u W1DXE, natomiast obwód siatkowy półfalowy tworzą dwie linie paskowe o złożonym kształcie, o szerokości 12 mm i łącznej długości 240 mm, wykonane z taśmy CuAg2. Końce taśm są przylutowane do podwójnego kondensatora C_2, którego rotor nie jest uziemiony. Uziemienie rotora powoduje wystąpienie złożonych rezonansów ubocznych utrudniających zestrojenie. Do kondensatora C_2 dołączony jest kondensator różnicowy C_1 z uziemionym rotorem. Służy on do zrównoważenia układu, co poznaje się po równości prądów siatkowych obu lamp. Zrównoważenie to przeprowadza się po zneutralizowaniu układu przy włączonym żarzeniu, lecz przy odłączonym zasilaniu anod i ekranów oraz przy doprowadzonym sygnale sterującym, wywołującym prąd siatkowy wynoszący około 20 mA w każdej lampie.

Dla pełnej linearyzacji układu potrzebna jest neutralizacja. Wykonuje się ją w sposób typowy dla układów przeciwsobnych, za pomocą dwóch izolowanych drutów przylutowanych do siatek S_1 i przepuszczonych po skrzyżowaniu przez otwory do komory anodowej. W komorze anodowej pręty te mają długość około



6.25. Wzmacniacz 1 kW wg WØMOX
a — schemat, b — szkic obwodu anodowego i siatkowego

30 mm, a neutralizację przeprowadza się przez ich odpowiednie zbliżenie do anod. Neutralizuje się sterując wejście sygnałem wywołującym niewielki prąd siatkowy przy odłączonym napięciu anodowym i ekranu, a mierzy się sygnał przenikający do wyjścia antenowego. Moc tego sygnału mierzy się sondą diodową i w czasie neutralizacji należy dążyć do uzyskania minimum tego sygnału. Przy prawidłowej neutralizacji w czasie strojenia obwodu anodowego pod pełnym napięciem minimum prądu anodowego pokryje się z maksimum mocy wyjściowej.

Przy pracy w klasie C i dla $U_a = 2000$ V prądy obu lamp wynoszą $I_a = 500$ mA, $I_{s1} = 2 \times 20$ mA, $I_{s2} = 2 \times 10$ mA. Sprawność wzmacniacza bez srebrzonych obwodów wynosi 75%, z obwodami srebrzonymi jest dostrzegalnie większa.

Podobne wzmacniacze opisane są w [20] oraz w Radio Amater 12/1982

Belgrad. W tym ostatnim opisie lampy znajdują się w położeniu pionowym, a obwód anodowy tworzy wygięty pasek blachy MsAg1,5, o szerokości 16 mm i długości 2×280 mm, przylutowany do obejmy anodowej.

6.2.4.8 Wzmacniacz QRO z lampami równoległymi

Układ równoległy został zastosowany najpierw przez K2RIW w popularnym wzmacniaczu o mocy 1 kW i częstotliwości 432 MHz. Został on następnie adoptowany dla pasma 144 MHz przez W2GN [21]. Schemat układu pokazano na rys. 6.26. Obwód anodowy tworzą dwie płytki 254×133 i 127×152 przedzielone folią teflonową. W płytce anodowej znajdują się obok siebie dwa otwory służące do zamocowania na anodach lamp. Całość umieszczono w chassis 305×203 i zamknięto oddzielnymi obudowami nad chassis i pod chassis, wysokimi na 76 mm, tworzącymi komorę anodową i siatkową. Do strojenia i sprzężenia z wyjściem zastosowano kondensatory odchylane z taśmy doginanej do obwodu anodowego śrubami teflonowymi. Zaletą takich kondensatorów jest niewystępowanie ruchomego styku. Całość wzmacniacza wraz z rysunkami konstrukcyjnymi jest szczegółowo opisana przez W2GN w [21].

Typowe warunki pracy wzmacniacza z dwiema tetrodami ceramicznymi 8930 dla $U_{s1} = -77$ V, $U_{s2} = 409$ V, $I_0 = 100$ mA podano w tablicy 6.2.6. Na rysunku 6.26d pokazano schemat zasilacza. Jest on lżejszy od firmowych zasilaczy o tej samej mocy (50 kg) i mógłby być jeszcze oszczędniej zaprojektowany, gdyż w szczególności napięcie ekranu wynoczące 500 V mogłoby być uzyskiwane z osobnego uzwojenia.

Tablica 6.2.6

Typowe warunki pracy wzmacniacza pokazanego na rys. 6.26 wg W2GN

Moc sterująca	2 W	4 W	8 W
Prąd siatki I_{s1}	0 mA	0 mA	−1 mA
Prąd ekranu I_{s2} każdej z lamp	−6 i −6 mA	−8 i −10 mA	+1 i +2 mA
Moc doprowadzona P_0	800 W	1000 W	1360 W
Moc wyjściowa P_{wy}	200 W	400 W	830 W

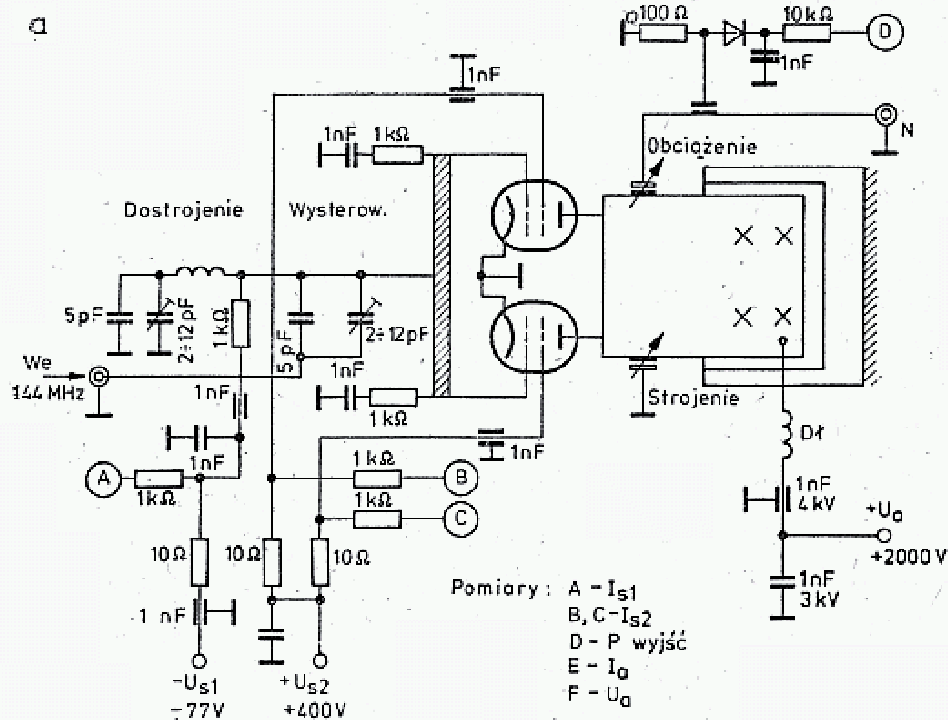
Uwaga: 1. W pewnych warunkach prąd ekranu zmienia kierunek.
2. Prądy ekranu podano dla każdej z lamp oddzielnie.

Na rysunku 6.26e pokazano koncepcję modyfikacji kondensatora separującego, podaną w Radio Communication 10/1981 w rubryce TT. Kondensator powinien być blisko anody, a w podanej wersji ma podwójną pojemność. Pojemność tę można jeszcze bardziej zwiększyć stosując mikanit zamiast teflonu, gdyż stała dielektryczna mikanitu wynosi około $\varepsilon_r = 5,4$, zaś teflonu $\varepsilon_r = 2,1$.

6.3 Urządzenia dla pasma 432 MHz

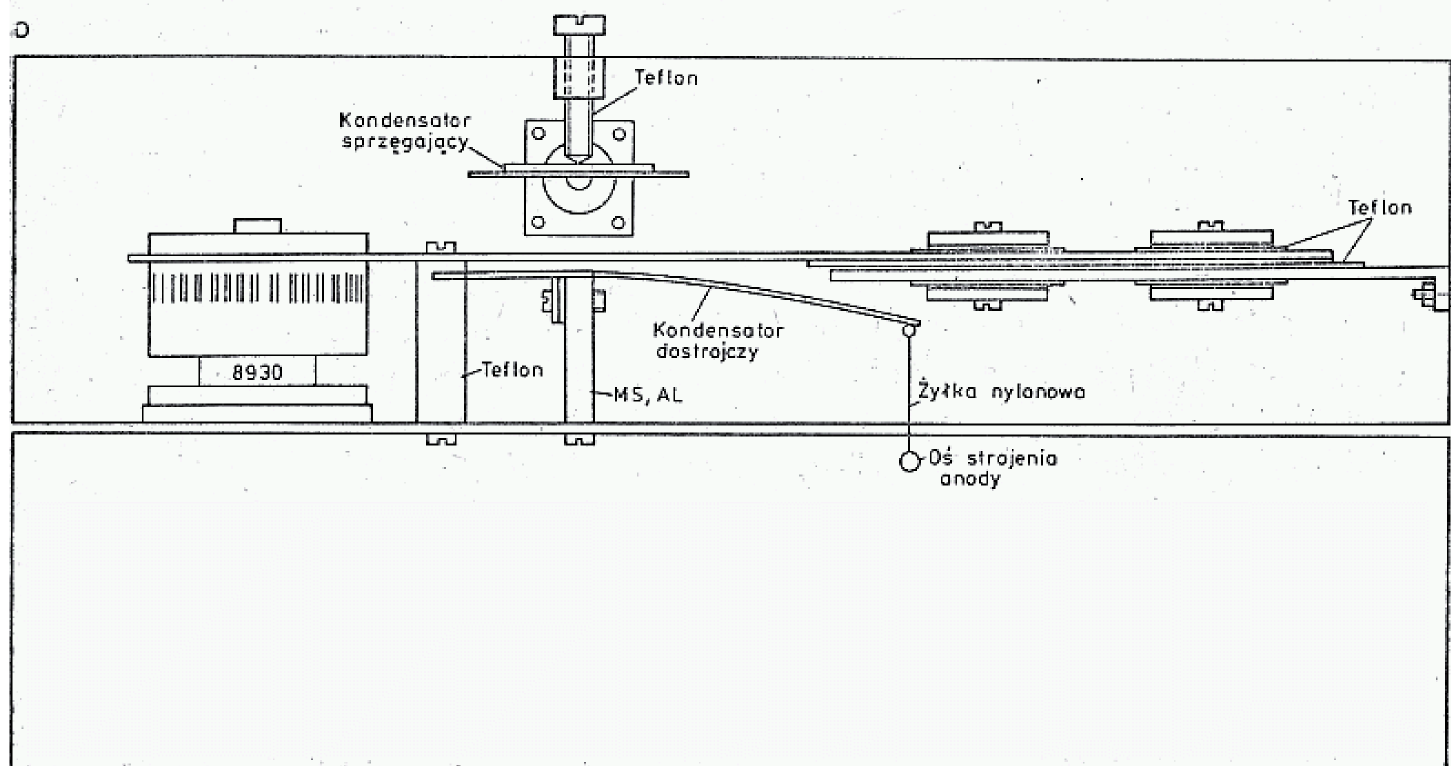
Układy transiwerów dla pasma 432 MHz nie różnią się w sposób istotny od układów dla pasma 144 MHz. Różnice tkwią jedynie w częstotliwości heterodyny i obwodach konwertera nadawczego i odbiorczego. Jako p.cz. przyjmuje się jeszcze 28—30 MHz,

a

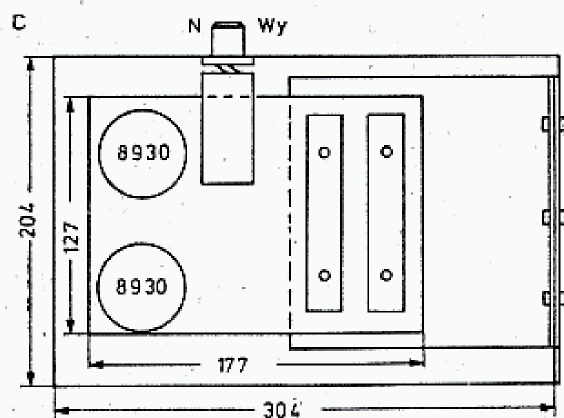


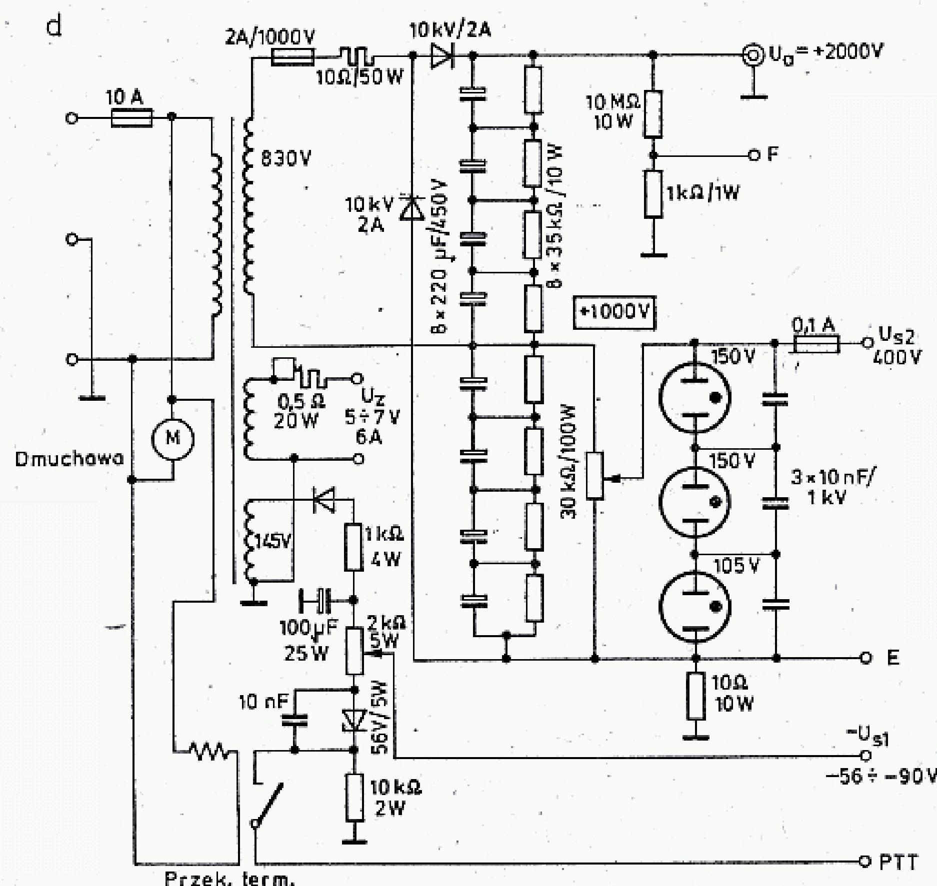
1nF
100 Ω
10kΩ
D
1nF
N
1nF
1kΩ
Obciążenie
Dostrojenie
Wysterow.
5pF
2÷12pF
1kΩ
5pF
2÷12pF
We
144 MHz
1nF
1nF
1kΩ
Strojenie
Dł
1nF
1nF
A
1kΩ
1kΩ
B
1kΩ
C
1nF
4kV
+Ua
+2000 V
10Ω
10Ω
10Ω
1nF
3kV
Pomiary: A - Is1
B, C - Is2
D - P wyjść
E - Ia
F - Ua
1 nF
-Us1
-77V
+Us2
+400V

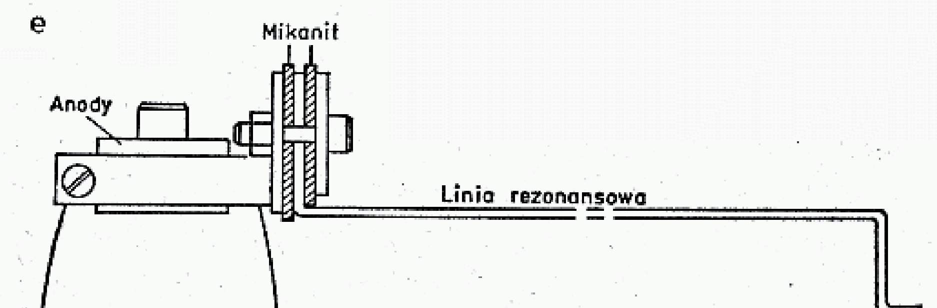
b



Teflon
Kondensator sprzęgający
Teflon
8930
Kondensator dostrojczy
Teflon
MS, AL
Żyłka nylonowa
Oś strojenia anody







6.26. Wzmacniacz 1 kW wg W2GN

a — schemat, b — widok z boku, c — widok z góry,
d — zasilacz, e — zmodernizowany kondensator separujący

choć wskazane jest zastosowanie nieco większej p.cz., ze względu na tłumienie sygnału lustrzanego. W p. 6.2.1.2 opisano transiwer Y25TL przewidziany do pracy w pasmie 144 MHz i także 432 MHz. Przy projektowaniu pełnego transiwera na częstotliwość 432 MHz można więc posłużyć się podanymi wcześniej przykładami.

6.3.1 Transwertery dla częstotliwości 432 MHz

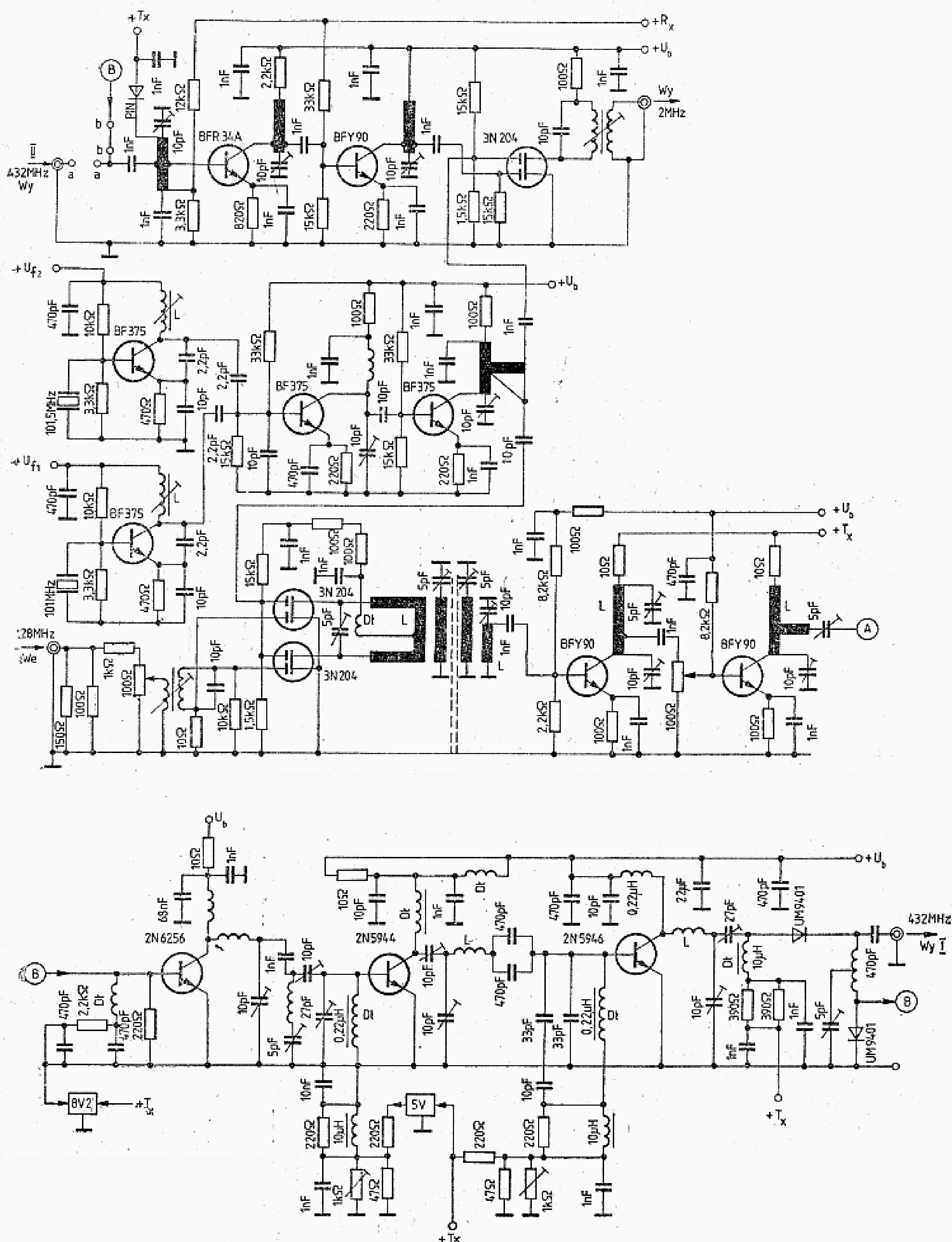
Transwertery 432 MHz zazwyczaj współpracują z pełnym transiwerem 144 MHz lub 28 MHz. Mniejsze częstotliwości pośrednie są niewskazane, gdyż występują trudności w dostatecznym osłabieniu sygnału lustrzanego. Trudności te występują już w pełnym stopniu przy częstotliwości pośredniej wynoszącej 28 MHz, gdyż wtedy częstotliwość lustrzana znajduje się w przedziale 376÷378 MHz, która zawiera drugą harmoniczną nadajnika 7. kanału TV oraz nadajniki służb profesjonalnych. Przy bezpośredniej przemianie częstotliwości 144 MHz na 432 MHz potrzebna jest heterodyna 288 MHz. Nie może być ona uzyskiwana z rezonatorów 72 MHz, 48 MHz, 36 MHz, gdyż ich harmoniczne wystąpią na początku pasma 144 MHz i 432 MHz i nie dadzą się wyeliminować. Można natomiast stosować rezonatory 96 MHz, 57,6 MHz i 32 MHz.

Dobrym rozwiązaniem jest zastosowanie dwóch oscylatorów XO takich, że suma lub różnica ich harmonicznych daje częstotliwość 288 MHz. Taką parą są 101 MHz (404 MHz) i 116 MHz, a więc łatwo dostępne rezonatory stosowane w układach 144/28 i 432/28 (rys. 5.57). Przykłady konwerterów odbiorczych podano na rys. 5.131 i 5.137c.

6.3.1.1 Transwerter typu MMT 432/28

Na rysunku 6.27 pokazano schemat transwertera MMT 432/28s przewidzianego do pracy w zakresie 432÷438 MHz przy transiwerze 28÷30 MHz. Pełny układ przewiduje możliwość pracy przez przemienniki z przesunięciem częstotliwości 2,0 MHz lub 1,6 MHz przy sterowaniu oscylatorem VOX w.cz. lub PTT, lecz ta część schematu została pominięta. Przełączanie N/O oscylatorem VOX w.cz. jest możliwe w zasadzie tylko przy pracy FM i CW, gdyż przy SSB często sygnał ma za małą wartość chwilową dla dobrego przełączania i zalecane jest wtedy przełączanie przyciskiem PTT lub przekaźnikiem sterowanym VOX w transiwerze.

W układzie z rys. 6.27 antena dołączona jest do złącza *I*. W czasie nadawania, sygnał z tranzystora 2N5946 o mocy 10 W przechodzi przez cewkę *L*, trymer 27 pF i diodę przełącznikową UM9401 i kondensator 470 pF do złącza *I*. Dioda przełącznikowa jest spolaryzowana napięciem $+Tx$. Prąd tej diody płynie jednocześnie przez drugą taką samą diodę zwierając koniec cewki antenowej do masy i tym samym nie dopuszczając sygnału w.cz. przez punkt B do wejścia konwertera. Jednocześnie dioda PIN zwiera obwód wejściowy konwertera z masą. W czasie odbioru nie ma napięcia $+Tx$ i diody nie przewodzą, a sygnał z anteny przez cewkę i punkt *B* wchodzi na wejście wzmacniacza pracującego na tranzystorze BFR34a. Sygnał odbierany po wzmocnieniu na tranzystorach BFR34a oraz BFY90 jest



6.27. Transwerter 432/28 MHz typu MMT

a

150 mW
404 MHz
28 MHz
L_1
15 pF
15pF
P8000
9pF
L_2
1nF
33 Ω
200 Ω
1/4 λ
1nF
10 Ω
1nF
LH
22 pF
22 pF
Dł.
BFW16
33 pF
10 Ω
22pF
22pF
L_3
1/4 λ
432 MHz
Wy
100 Ω
1nF
1 μF
1N4148
1 kΩ
1nF
Dł
1nF
+

b

45
21
21
21
21
45
12
12
40
L_1
L_2
L_3
1/4 λ
432
2 × P8000 Mieszacz
12mm
22mm
ϕ 10 mm

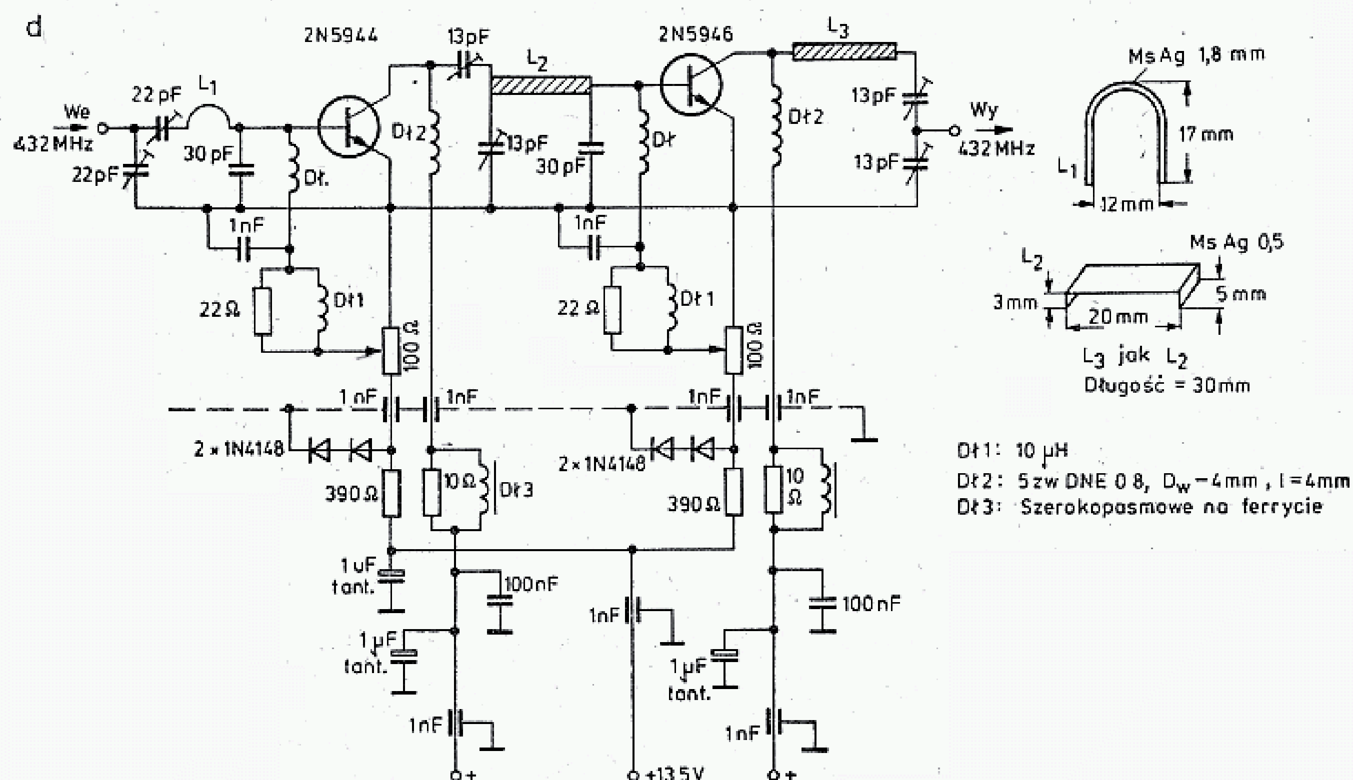
c

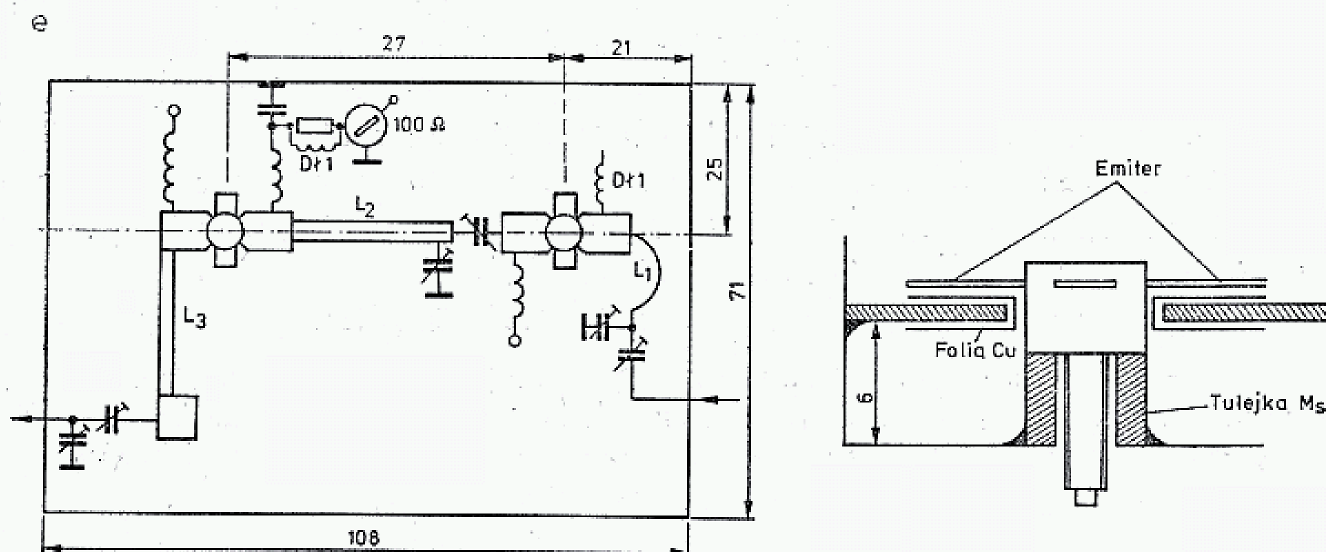
470 Ω
+13,5V
7,5V
1μF
330 Ω
39 Ω
1 nF
1nF
1nF
33 Ω
Dł
1nF
1nF
1 nF
404 MHz
202MHz
18 pF
1nF
L_1
L_2
L_3
L_4
L_5
L_6
100 pF
≈150 mW
404 MHz
10kΩ
25pF
15pF
12 pF
12 pF
9 pF
BSX20
2 pF
BSX20
BFW92
2N3866
RCA
L_7
404 MHz
Do mieszacza
22pF
560 Ω
6,8kΩ
12 pF
Dł
47Ω
1nF
12 pF
Dł.
22 Ω
1nF
101 MHz
2,2kΩ

mieszany w układzie pracującym na tranzystorze 3N204, dając na wyjściu częstotliwość pośrednią 28 MHz.

W przypadku stosowania dodatkowego przedwzmacniacza odbiorczego należy wykorzystać wejście II i wtedy rozwiera się łącznik *b-b*, a zwiera łącznik *a-a*.

W transwerterze zastosowano heterodynę z przełączanymi oscylatorami XO. Częstotliwość heterodyny 404 MHz lub 406 MHz wybiera się przełączając plus do U_{f1} lub U_{f2}. Ta sama heterodyna steruje mieszacz nadawczy (2×3N204 — p. rozdz. 5.4.4). Po mieszaczu następuje filtr pasmowy i dwustopniowy wzmacniacz wstępny (BFY90 i 2N6256). Właściwy wzmacniacz mocy jest zbudowany na dwóch tranzystorach 2N5944 i 2N5946. Jest on zamknięty w oddzielnym pudełku z odlewu cynkowo-aluminiowego. Pudełko to jest wstawione do większego pudełka zawiera-





6.28. Transwerter, wg PA0DKO

a — schemat konwertera nadawczego, b — mieszacz i filtr helikalny, c — heterodyna, d — wzmacniacz mocy, e — rozmieszczenie części i sposób mocowania tranzystorów

jącego pozostałe elementy układu. Na uwagę zasługuje rozbudowana filtracja zasilania i polaryzacji tranzystorów mocy oraz układ dopasowania między obydwoma końcowymi tranzystorami.

Układ jest zasilany napięciem stabilizowanym 11÷13,8 V przy $U_n = 12{,}5$ V i pobiera przy nadawaniu w stanie spoczynku prąd 250 mA, a przy odbiorze prąd 100 mA. Moc wyjściowa nadajnika przy pracy CW, FM i SSB $P_{wy} = 10$ W w pracy ciągłej i wymaga obciążenia $Z_L = 50\ \Omega$. Poziom sygnału sterującego może wynosić 5÷500 mW i jest dopasowywany za pomocą wbudowanego potencjometru. Tłumienie harmonicznych i sygnału lustrzanego jest większe niż 65 dB. Wzmocnienie odbiornika wynosi 30 dB, współczynnik szumów 3 dBmax, imdancja $WE/WY = 50\ \Omega$. Uchyb częstotliwości oscylatora heterodyny wynosi najwyżej ±5 kHz, dryft wynosi 2 kHz/h, a zmiana napięcia 11÷13,8 V daje zmianę częstotliwości o 50 Hz. Dopuszczalny *WFS* na wyjściu nadajnika wynosi 2:1.

6.3.1.2 Transwerter wg PAØDKO

Prosty układ transwertera (rys. 6.28) opisał w [22] PAØDKO. Zastosowano w nim mieszacz zrównoważony aktywny pracujący na dwóch tranzystorach polowych P 8000. Mieszacz jest sterowany heterodyną o częstotliwości 404 MHz i mocy 150 mW i sygnałem transiwera o częstotliwości 28 MHz i mocy 25 mW (rys. 6.28a). Po mieszaczu zastosowano 4-ogniwowy filtr helikalny (rys. 6.28b). W opisanym mieszaczu tłumienie heterodyny wynosi 65 dB. Cewka L_1 nawinięta jest na rdzeniu ferrytowym dwuotworowym 7×5×4. Uzwojenie wejściowe (1,5 zw.) jest połączone ze źródłem 2×1 zw. Cewka L_2 ma 1,5 zwoju CuAg1, $D_w = 3$, długość doprowadzenia wynosi po 7 mm, zaś końcówki tranzystorów mają długość 6 mm. Z cewką L_2 jest sprzęgnięty 1 zwój z drutu Ø 1, dołączony do obwodu helikalnego (rys. 6.28b) na wysokości 12 mm. Prąd spoczynkowy tranzystorów FET wynosi 20÷30 mA, a po włączeniu heterodyny wzrasta do 40 mA. Cewki helikalne są wykonane z drutu CuAg 1,8, mają po 5 zwojów o średnicy 10 mm i są zamknięte w komorach 21×23×40 mm z otworami 14×14 mm. Obwody dostrajane są śrubami mosiężnymi M4. Po filtrze następuje wzmacniacz zbudowany na tranzystorze BFW16A lub 2N3866, który daje większą moc wyjściową. Prąd spoczynkowy ustawiany jest potencjometrem 100 Ω na 10 mA. Na wyjściu sygnału o częstotliśości 432 MHz otrzymuje się przy zastosowaniu tranzystora BFW16A moc około 100 mW.

Wzmacniacz wykonano na laminacie dwustronnym (masa jest pod spodem). Cewka L_3 ma 1,5 zwoja, $D_w = 8$ mm, CuAg 0,8. Dławik ćwierćfalowy wykonany jest z drutu DNE 0,3 o długości 170 mm na średnicy 5 mm.

Na rysunku 6.28c pokazano schemat heterodyny 404 MHz.

Dane cewek: L_1: 5 zw. $D_w = 7{,}5$ mm, Cu 1,4; $L_2 = L_3$: 3 zw., $D_w = 6$, CuAg 0,8, odczep 1 zw.; $L_4 = L_5 = L_6$ jak L_1 na rys. 6.28c z drutu CuAg 1,3, długość 16 mm, $D_w = 8$ mm. Odczep na L_5 na wysokości 14 mm, odczep na L_6 na wysokości 16 mm. Cewka L_7 jak L_6, odczep w odległości około 10 mm od L_6 — należy dobrać eksperymentalnie.

Częstotliwość oscylatora 101 MHz można nieznacznie korygować trymerem 22 pF w emiterze tranzystora BSX20, zaś oscylacje na właściwym overtonie determinuje obwód L_1 i trymer 25 pF w obwodzie kolektorowym.

Końcowy wzmacniacz mocy (rys. 6.28d) ma dwa stopnie pracujące na tranzystorach: 2N5944 i 2N5946 i dostarcza mocy 5÷6 W sygnału liniowego SSB na wyjściu 50 Ω. Wzmacniacz jest wykonany na laminacie jednostronnym i jest obudowany bokami z laminatu dwustronnego. Rozmieszczenie części pokazano na rys. 6.28e. Przed montażem tranzystorów należy w chassis zrobić odpowiednie otwory, wlutować tulejki dystansowe (rys. 6.28f). W otworze na tranzystor zakłada się lamelki z folii miedzianej przylutowane od spodu do masy. Części pokazane na rys. 6.28d pod kreską są montowane pod płytką od strony masy. Następnie płytkę z obrzeżem należy dopasować do położenia przykręconych do chassis tranzystorów i przylutować emitery do lamelek, zaś do baz i kolektorów dolutować linie L_1, L_2 i L_3. Linie te są uniesione w powietrzu nad płytką. Potencjometrami ustawia się prądy spoczynkowe dla drajwera 50 mA i dla PA 100 mA przy $U_b = +13{,}5$ V. Diody 1N4148 umieszcza się przy obudowie tranzystorów, poprawiając kontakt termiczny pastą silikonową. Trymery o pojemności 22 pF są foliowe, a trymery o pojemności 13 pF — powietrzne.

Wejście i wyjście jest dołączone kablem 50 Ω. Strojenie przeprowadza się podając na wejście moc około 10 mW (432 MHz) i ustawia trymery dla uzyskania maksymalnej mocy, a następnie dołącza mieszacz i całość ostatecznie zestraja.

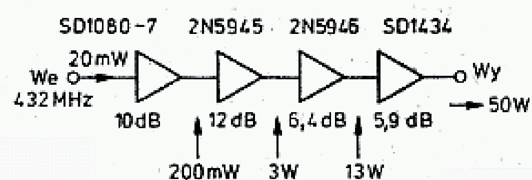
6.3.2 Liniowe wzmacniacze tranzystorowe

Liczba tranzystorów przydatnych do skutecznego wzmacniacnia większych mocy w pasmie 432 MHz jest znacznie mniejsza niż dla pasm 144 MHz (tabl. 6.1.1). Poza tym przy małej rezystancji wejściowej (rzędu omów) indukcyjność doprowadzeń, szczególnie emitera i bazy wywiera znaczny, niekorzystny wpływ. Wymaga to szczególnie krótkich połączeń emitera z rozległą masą. Przykłady takich połączeń pokazano już na rys. 5.135f i 6.28f. Dla kompensacji indukcyjności bazy należy dołączyć między bazę i emiter kondensatory o stosunkowo dużych pojemnościach. Muszą być one dolutowane bezprzewodowo — bezpośrednio do wyprowadzeń bazy i emitera. Wzmocnienie tranzystora w pasmie 432 MHz jest mniejsze i dlatego wzmacniacz wymaga większej liczby stopni. Wzmacniacze buduje się z reguły jako wzmacniacze liniowe w klasie AB i przewiduje możliwość przejścia do klasy C.

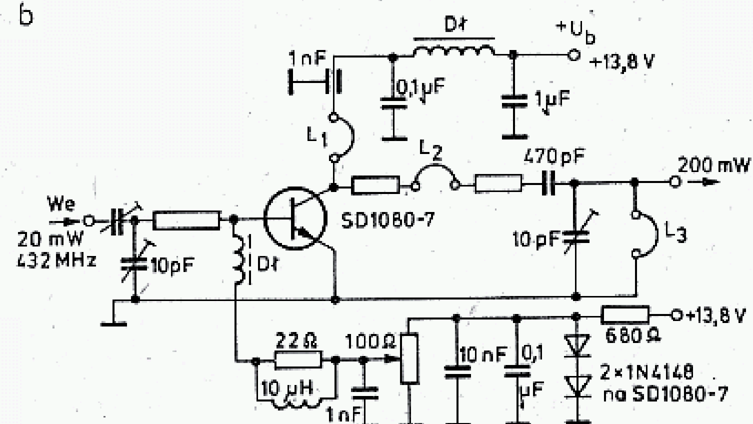
6.3.2.1 Wzmacniacz o mocy 50 W wg PEØGJG i PAØKWY

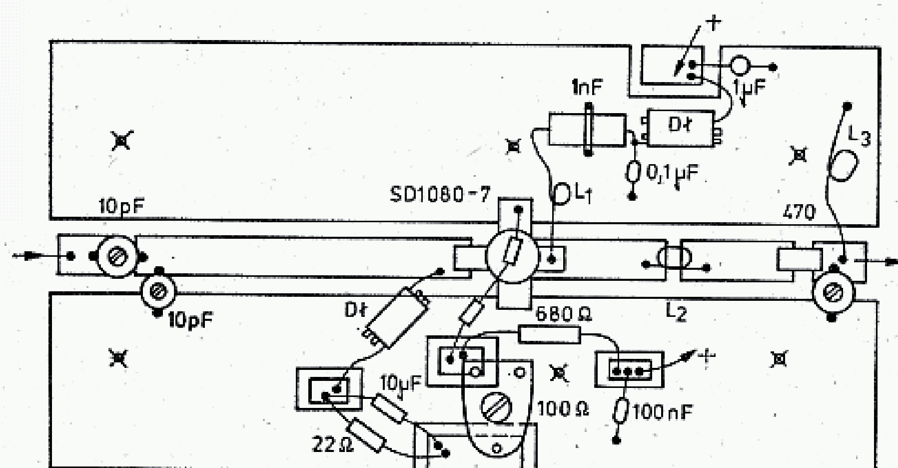
Wzmocnienie od poziomu konwertera nadawczego, tj. 20 mW do 50 W uzyskuje się we wzmacniaczu 4 stopniowym, pokazanym na rys. 6.28 i opisanym dokładnie w [23]. Wzmacniacz ten ma trzy pierwsze stopnie zamknięte we wspólnej obudowie z radiatorem, stopień końcowy (PA) jest zbudowany osobno. Każdy ze stopni jest dopasowany do rezystancji 50 Ω i oddzielnie zestrajany. Są one wykonane na laminacie dwustronnym systemem wysepek lutowniczych. Pierwszy stopień pracujący na SD1080-7 (rys. 6.29b) ma na wyjściu układ dopasowujący, złożony z linii paskowej, cewek L_2, L_3 i trymera 2÷10 pF. Zasilanie kolektora cewką L_1 o małej indukcyjności zapobiega wzbudzaniu się układu na niższych częstotliwościach. Dławik

a

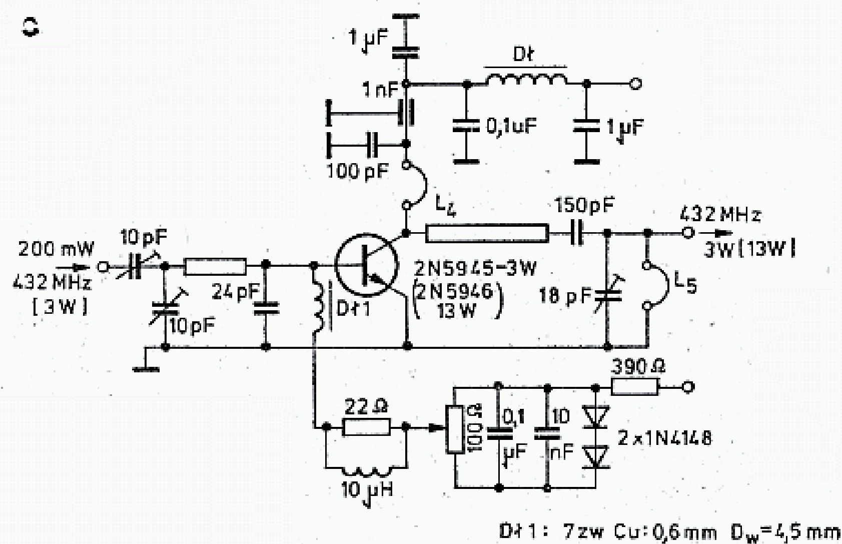

SD1080-7
2N5945
2N5946
SD1434
We
20 mW
432 MHz
Wy
50W
10dB
12 dB
6,4 dB
5,9 dB
200mW
3W
13W

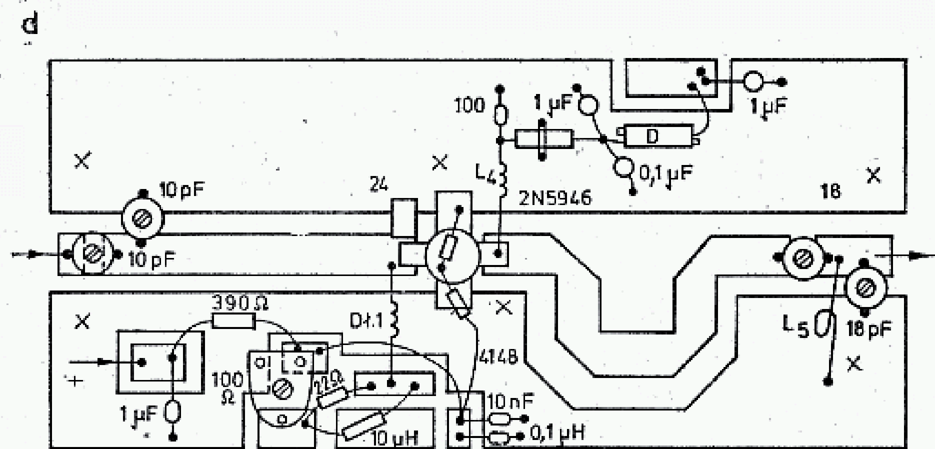
b

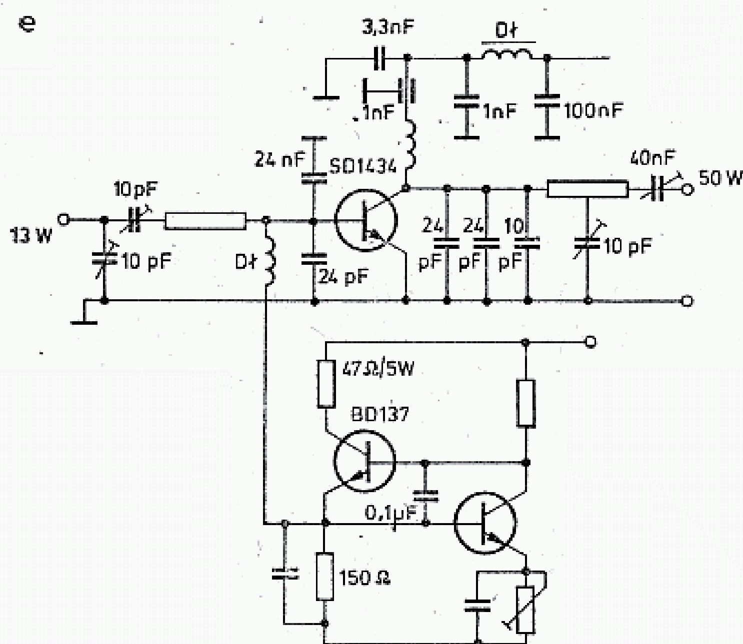

Dł
+Ub
+13,8 V
1 nF
0,1μF
1μF
L1
L2
470 pF
200 mW
We
20 mW
432 MHz
SD1080-7
10pF
10 pF
L3
+13,8 V
680 Ω
22 Ω
100 Ω
10 nF
0,1 μF
2×1N4148
na SD1080-7
10 μH
1 nF

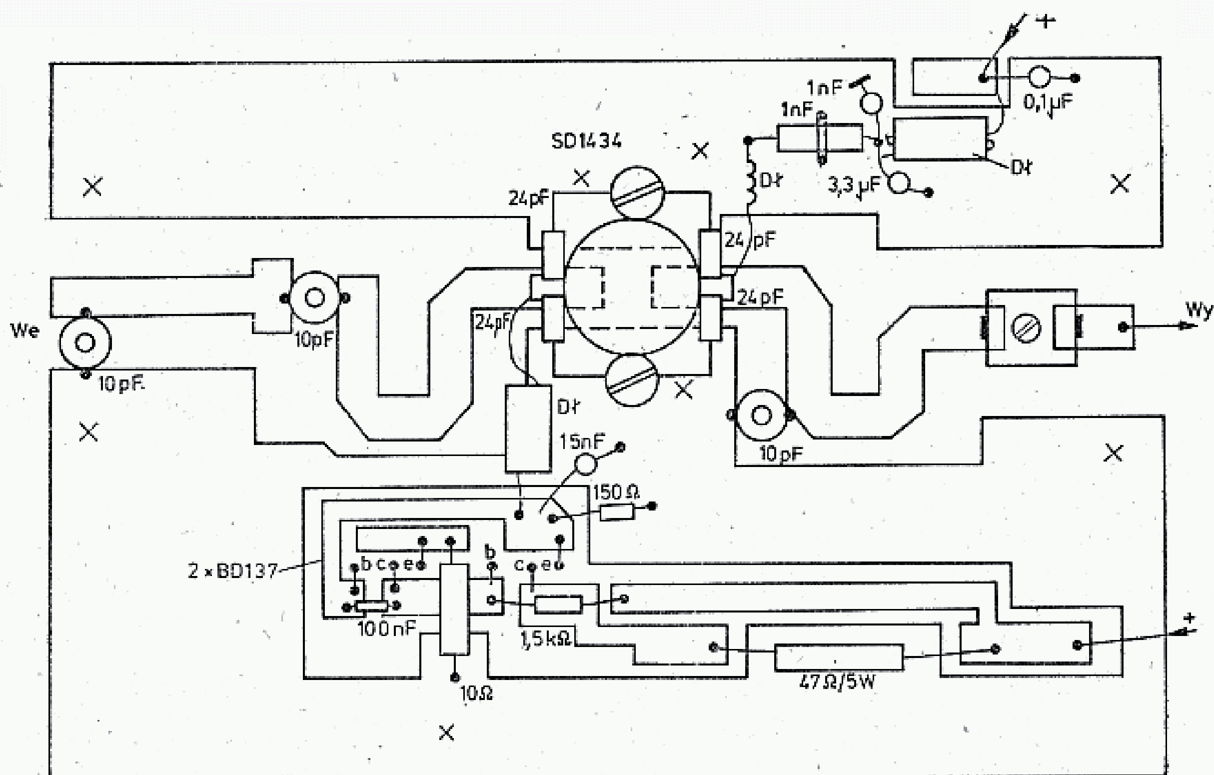

1nF
1μF
Dł
0,1μF
L3
SD1080-7
L1
10pF
470
10pF
L2
680 Ω
10μF
100 Ω
100 nF
22 Ω

c


1 μF
Dł
1 nF
0,1uF
1μF
100 pF
L4
150pF
432 MHz
3W (13W)
200 mW
432 MHz
(3 W)
10 pF
24 pF
10pF
Dł1
2N5945-3W
(2N5946 13 W)
18 pF
L5
390 Ω
22 Ω
100 Ω
0,1 μF
10 nF
2×1N4148
10 μH
Dł1: 7zw Cu: 0,6 mm Dw=4,5 mm







6.29. Wzmacniacz 50 W, wg PA0GKG i PA0KWY

a — schemat blokowy wzmacniacza, b — pierwszy stopień (200 mW), L_1, L_2 — 1 zw. CuAg 1; $D_w = 4$ mm, $L_2 \perp L_1$; L_3 — 1 zw. CuAg 1,2; $D_w = 4$ mm, końcówki po 5 mm, Dl — ferrytowe 6-otworowe; c — drugi stopień na 2N5945 z mocą 3 W z rozmieszczeniem części jak w b, L_4 — 2 zw. CuAg 1, $D_w = 4{,}5$ mm, L_5 — jak L_3, Dl — ferrytowy 6-otworowy, Dl_1 — 7 zw. Cu 0,6 mm, $D_w = 4{,}5$ mm, d — trzeci stopień na 2N5946 z mocą 13 W z rozmieszczeniem jak na rys. b, e — stopień 50 W i jego rozmieszczenie

bazowy, ferrytowy oraz szeregowy rezystor 22 Ω tworzą obwód silnie stłumiony, co dodatkowo zapobiega samowzbudzeniu się układu.

Tranzystor pracuje w klasie AB z prądem spoczynkowym $I_c = 25$ mA, ustawionym potencjometrem 100 Ω. Napięcie na tym potencjometrze jest określone przez dwie diody 1N4148, będące w kontakcie termicznym z tranzystorem, a więc reagujące na jego nagrzewanie się. Na rysunku 6.29c pokazano rozmieszczenie części na tle ścieżek druku. Drugi stopień wzmacniacza pracującego na tranzystorze 2N5945 (rys. 6.29d) ma układ podobny do poprzedniego. Różni się jedynie brakiem cewki L_2 (linia paskowa w tym miejscu nie ma przerwy) oraz większą cewką L_4, po której dodano kondensator 100 pF. W układzie dopasowania wejścia dodano kondensator 24 pF typu chip, przylutowany bezpośrednio do wyprowadzeń bazy i emitera. Płytkę wykonuje się więc według rys. 6.29c, dając ścieżkę kolektorową nie przerwaną aż do kondensatora sprzęgającego 150 pF. Prąd spoczynkowy ustawia się na wartość 30 mA.

Trzeci stopień, z tranzystorem 2N5946 wzmacnia moc 3 W do 13 W. Schemat układu jest taki jak poprzednio (rys. 6.29d), zaś rozmieszczenie elementów jest nieco inne (rys. 6.29d). Inna jest także cewka L_4 oraz dławik bazowy, który tym razem wykonano bez rdzenia ferrytowego. Prąd spoczynkowy należy ustawiać na wartość 30 mA.

Czwarty stopień, końcowy (*PA*) jest wykonany na tranzystorze SD1434 (rys. 6.29e). Aby uzyskać dopasowanie, trzeba koniecznie skompensować indukcyjność bazy, kolektora i emitera pojemnościami. Zastosowano tu po dwa kondensatory 24 pF typu chip, przylutowane bezpośrednio do wyprowadzeń tranzystora. Rozmieszczenie części pokazano na rys. 6.29e. Tranzystor ten jest przykręcony do masywnego radiatora dwiema śrubami. W tym i w poprzednich wypadkach emitery są bezpośrednio zlutowane z masą na górnej powierzchni płytki oraz przez lamelki połączone z masą pod spodem płytki. Poza tym obie warstwy masy są połączone zwieraczami zakładanymi i lutowanymi w punktach oznaczonych x na rysunku. Mogą to być cienkie nity miedziane lub kawałki drutu Ø 1 mm. Duży prąd spoczynkowy (I_{04} = 125 mA) wymaga źródła napięcia o większej mocy. Wykorzystano tu układ pokazany już na rys. 6.5c. Ponieważ tranzystory zastosowane w układzie polaryzacji muszą reagować na zmiany temperatury tranzystora mocy SD1434, należy je przykręcać do radiatora bezpośrednio w pobliżu tranzystora mocy, zakładając podkładkę izolacyjną z miki, gdyż płytka obudowy tranzystora jest połączona galwanicznie z kolektorem.

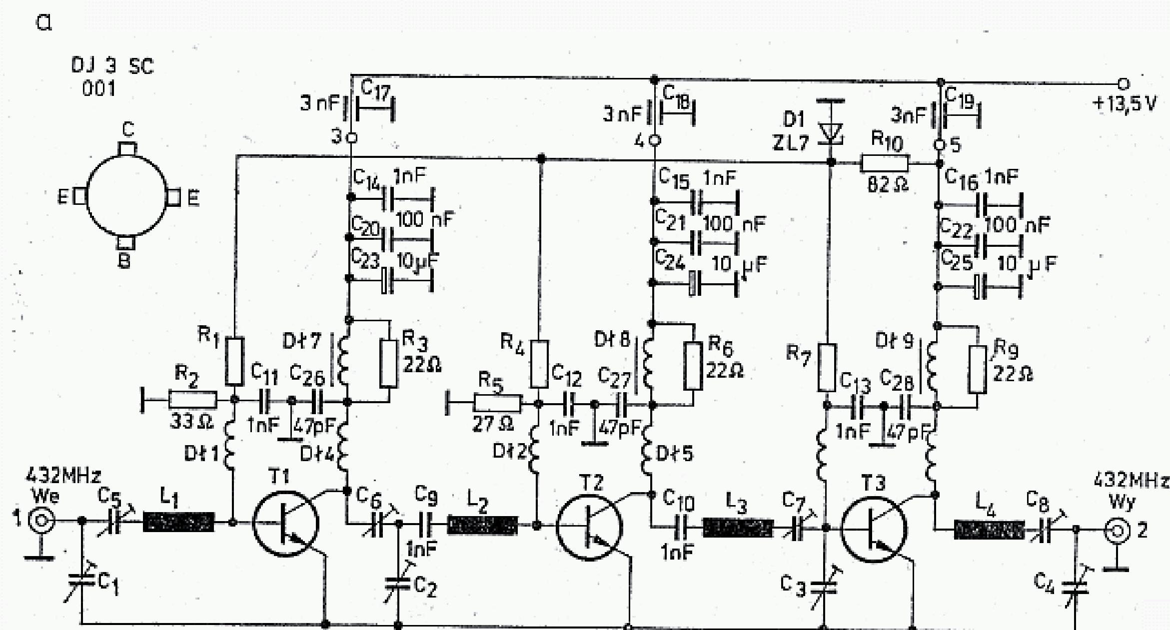
W czasie strojenia i regulacji należy zawsze zaczynać od ustawienia potencjometrów w obwodzie bazy na minimalne napięcie, gdyż nadmierny prąd tranzystora, nawet chwilowy, może go uszkodzić.

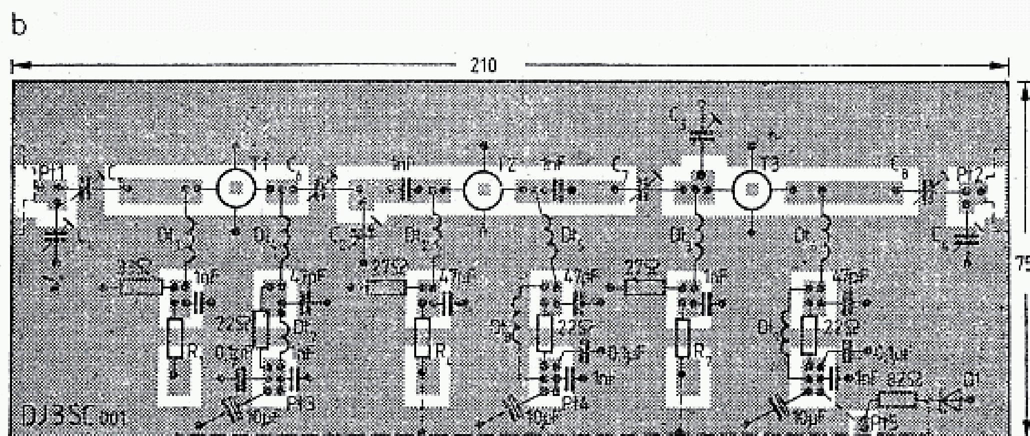
Opisany wzmacniacz pracuje także przy napięciu $U_b = 12$ V, lepszą charakterystykę ma jednak przy $U_b = 13{,}8$ V. Jest to wzmacniacz uniwersalny przewidziany dla sygnałów AM, SSB, CW, FM, RTTY, FSK itd. Gdy praca liniowa nie jest konieczna (FM, CW), to należy odłączyć układ polaryzacji, a bazę przez dławik połączyć z masą. W ten sposób tranzystor przechodzi do klasy C i całość uzyskuje większą sprawność.

6.3.2.2 Wzmacniacz liniowy 10 W wg DJ3SC

Po ukazaniu się tranzystorów mocy firmy Communications Transistor Corporation CTC opracowano dwie, niewiele różniące się, wersje wzmacniaczy o mocy 10 W i 18 W. Pierwszy z nich ma w zestawie tranzystory: C 1-12, C3-12, C12-12 i jest sterowany mocą $P_{we} = 0{,}16$ W, dając na wyjściu $P_{wy} = 10$ W ($G = 18{,}2$ dB). Drugi zestaw zawiera tranzystory: C3-12, C12-12 i C25-12 przy wysterowaniu mocą 0,8 W daje moc 18 W na wyjściu ($G = 13{,}5$ dB). Sprawność wzmacniaczy wynosi około 50%, a napięcie zasilające może wynosić $11 \div 13{,}5$ V. Pobór prądu wynosi około 2 A przy mocy 10 W i 2,5 A przy 18 W.

Na rysunku 6.30a pokazano schemat całego wzmacniacza o mocy 10 W, a na rys. 6.30b obraz płytki i rozmieszczenie części. Całość wykonano na laminacie szklano-epoksydowym jednostronnym o wymiarach 210×75 i otoczono ramką z białej blachy o wysokości 45 mm. Płytka jest przylutowana do boków na całym obwodzie z odstępem od dołu wynoszącym 2,5 mm, gdyż tyle wynosi wysokość tranzystorów. Spód z białej blachy 75×210 jest zakładany po skończonym montażu płytki, ale przed przylutowaniem wyprowadzeń tranzystorów. Między spód i płytkę





6.30. Wzmacniacz 10/18 W, wg DJ3SC
a — schemat wersji 10 W, **b** — rozmieszczenie części i druk płytki

włożono podkładki dystansowe o grubości 2,5 mm z preszpanu. Jako radiator służy kątownik aluminiowy 50×50×4 mocowany dalej do obudowy urządzenia. Po umocowaniu tranzystorów i obudowy wyprowadzenia tranzystorów należy przylutować do druku.

Obwodami rezonansowymi są linie paskowe wytrawione na laminacie. Kondensatory C_9, C_{10} — płytkowe służą do separacji baz tranzystorów od napięcia kolektora w przypadku zwarcia w trymerze. Prąd spoczynkowy jest ustawiany rezystorami R_1, R_4 i R_7. Powinien on wynosić w każdym tranzystorze minimum 5 mA, ale lepiej jest, jeśli w tranzystorach *T2* i *T3* jest większy. Podany sposób zasilania baz jest obecnie rzadko stosowany, gdyż nie zapewnia on stałości termicznej. Lepszy pod tym względem jest układ opisany w następnym punkcie.

Dane:

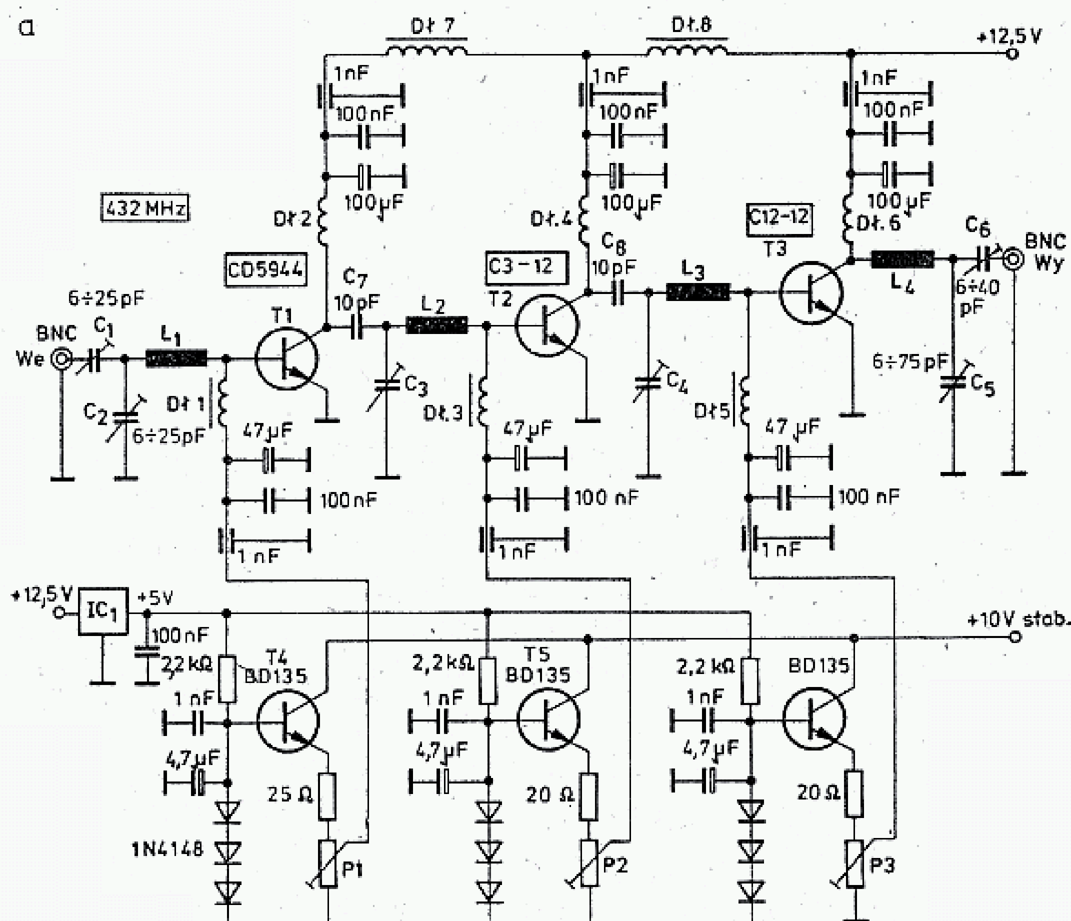
Dławiki powietrzne *Dł1÷3* mają 18 zwojów DNE 0,5 nawiniętych na rezystor 1 W, $D_w = 6$, $l = 14$ mm. Dławik *Dł4*: 5 zw CuAg1, $D_w = 6$, $l = 10$ mm; dławik *Dł5*: 5 zw, CuAg2, $D_w = 6$, $l = 16$ mm. Dławik *Dł6*: 2 zw. CuAg2, $D_w = 6$, $l = 7$; dławik *Dł7*: szerokopasmowy ferrytowy; dławiki: *Dł8* i *Dł9*: 8 zwojów na pierścieniu ferrytowym 23×14×7 z $\mu_r > 2000$. Rezystancja R_1 wynosi około 3200 Ω, a rezystancja R_4 i R_7 około 250 Ω. Trymery C_1 do C_6: 6÷30 pF powietrzne lub foliowe 2÷22 pF.

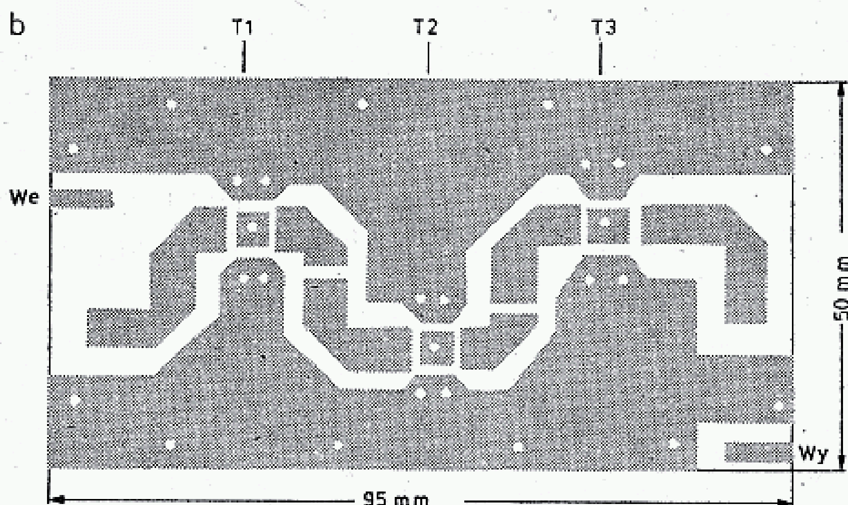
Do urządzeń przenośnych zasilanych z baterii można wykorzystać tylko dwa stopnie wzmocnienia pracujące na tranzystorach C1-12 i C3-12 uzyskując moc 4 W dla modulacji FM i 1,5 W dla modulacji SSB i ATV. Układ taki opisuje DJ4LB w UKW Berichte 2/1976. Zastosował on płytkę podobną do pokazanej na rys. 6.30, ograniczoną do 2 stopni, a ponadto zmienił układ polaryzacji. Napięcie polaryzacji jest kontrolowane diodami będącymi w kontakcie termicznym z tranzystorami. Prądy spoczynkowe wynoszą: dla *T1*: 70 mA, dla *T2*: 90 mA.

6.3.2.3 Wzmacniacz o mocy 10 W wg I1TEX/DC9CS

Bardziej złożoną, lecz nowocześniejszą od poprzedniej wersję wzmacniacza opisał DC9CS w [25] na podstawie opisu I1TEX w Radio Rivista 3/1976 (rys. 6.31). We wzmacniaczu zastosowano tranzystory CTC: CD5944, C3-12 i C12-12 uzyskując moc 10 W na wyjściu przy sterowaniu mocą 63 mW ($G = 22$ dB). We wzmacniaczu tym diody krzemowe, będące w kontakcie termicznym z tranzystorami stabilizują punkt pracy, przy czym wtórniki emiterowe pracujące na tranzystorach BD135 lub podobnych zapewniają małą rezystancję źródła napięcia. Potencjometry drutowe 100 Ω ($P_{1,2,3}$) umożliwiają indywidualne ustawienie prądów spoczynkowych kolektorów $I_{c01} = 75$ mA, $I_{c02} = 150$ mA, $I_{c03} = 400$ mA. W czasie pełnego wysterowania płyną prądy kolektorowe: $I_{c1} = 200$ mA, $I_{c2} = 500$ mA, $I_{c3} = 1{,}3$ A.

Na rysunku 6,31b pokazano druk płytki z obwodami paskowymi. Płytka jest z laminatu dwustronnego szklano-epoksydowego 1,5 mm. Górne powierzchnie masy są zwarte z dolną w miejscach zaznaczonych punktami. Na rysunku pokazano płytkę przed nawierceniem. Otwory o odpowiednich średnicach pod tranzystory wierci się w punktach w środku kwadracików. Po uzbrojeniu płytki w pozostałe elementy i przykręceniu tranzystorów do radiatora przylutowuje się wyprowadzenia





6.31. Wzmacniacz 10 W, wg I1TEX/DC9CS

a — schemat, b — druk płytki
$C_{1\div5}$ — 6÷25 pF (ceramiczne)
C_6 — 6÷40 pF (ceramiczne)
$Dł_{1, 3, 5}$ — 25 μH (na ferrycie stratnym)
$Dł_2$ — 1 zw. na perełce ferrytowej
$Dł_4$ — 4,5 zw. DNE 0,5; D_w = 5 mm
$Dł_6$ — 5,5 zw. DNE 1; D_w = 5 mm
$Dł_{7, 8}$ — 2 zw. na ferrycie

tranzystorów do ścieżek i masy. Kondensatory C_7 i C_8 typu chip są wprowadzane w szczeliny na ścieżkach L_2 i L_3 i ostrożnie dolutowywane, przy czym nie może dojść do ich zwarcia z masą pod spodem płytki.

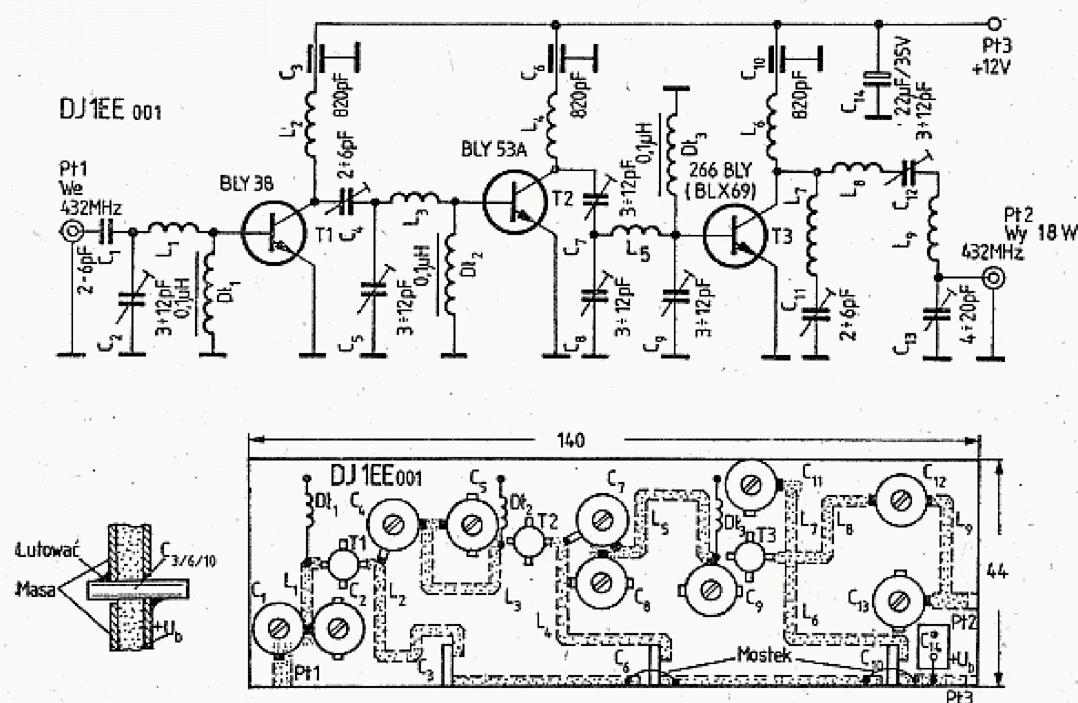
W czasie strojenia do obwodów kolektorowych należy włączyć odpowiednie rezystory zabezpieczające przed nadmiernym prądem w przypadku samowzbudzenia się. Do linii zasilającej należy włączyć oscyloskop dla wskazywania samowzbudzania się, które następuje zazwyczaj na częstotliwościach akustycznych lub małych radiowych.

Potencjometry P_1, P_2 i P_3 ustawia się na zero napięcia, dołącza zasilanie i powoli zwiększa napięcie polaryzacji aż do uzyskania pełnych dopuszczalnych prądów tranzystora. Zmiana prądu kolektorowego powinna następować łagodnie, bez skoków. Gwałtowne zmiany świadczą o samowzbudzaniu się. Jeśli występuje samowzbudzanie, to w szereg z dławikiem należy włączyć rezystor $10 \div 20\ \Omega$ oraz zmienić liczbę zwojów dławika.

Gdy wszystkie trzy tranzystory bez sterowania pracują normalnie należy wyłączyć zabezpieczające rezystory kolektorowe, ustawić podane prądy spoczynkowe i doprowadzić sygnał sterujący. Początkowo powinien być on tak mały, by zaledwie obserwowało się przyrost prądu zasilania. Strojąc trymerami uzyskuje się wyraźny wzrost tego prądu oraz jednoczesne pojawienie się sygnału wyjściowego, którego moc mierzy się watomierzem lub odpowiednio wyskalowanym reflektometrem obciążonym rezystancją 50 Ω. Po wstępnym zestrojeniu należy dać pełne wysterowanie aby uzyskać moc 10 W na wyjściu i korygować zestrojenie. Wzmacniacz ma małą selektywność i dlatego powinien być sterowany przez filtr środkowo-przepustowy (p. rozdz. 3.7).

6.3.2.4 Wzmacniacz 18 W wg DJ1EE

W urządzeniach profesjonalnych popularne są tranzystory firmy Valvo serii BLY, przeznaczone do pracy przy częstotliwości 470 MHz. Nadają się one doskonale do pracy w pasmach amatorskich 432 MHz. Na rysunku 6.32 pokazano wzmacniacz o mocy 18 W opracowany przez DJ1EE [26], przewidziany do pracy CW i FM. Jest on wykonany techniką paskową, to znaczy, że obwody rezonansowe mają stałe rozłożone (p. rozdz. 3.5.4 oraz III/19). Taki wzmacniacz dostarcza mocy $P_{wy\,min \div max} = 16 \div 20$ W (50 Ω) przy sterowaniu mocą $P_{we\,min \div max} = 300 \div 500$ mW i przy zasilaniu napięciem 13,5 V, pobiera prąd 2,9—3,0 A. Tłumienie 2. harmonicznej



6.32. Wzmacniacz CW, FM 18 W wg DJ1EE

(864 MHz) wynosi 30 dB. Zachowując podobny układ można zastosować także inne tranzystory, np. 2×2N5914 i 2N5915 (8 W). Przy sterowaniu mocą 350 mW na wyjściu tranzystora *T1* uzyskuje się moc 2 W, zaś na wyjściu tranzystora *T2* moc 8 W. Impedancje wejścia i wyjścia są znormalizowane, tj. 50 Ω. Dławiki bazowe 0,1 μH nie są krytyczne, lecz muszą być nawinięte na rdzeniach ferrytowych wnoszących straty, by układ nie wzbudzał się. Kolektory są zasilane, tak jak i w poprzednich układach, przez małe indukcyjności utworzone w tym przypadku przez odcinki linii L_2, L_4 i L_6. Całość wykonana jest na laminacie szklano-epoksydowym z masą pod spodem.

Płytka ma wymiary 140×44. Zastosowano montaż wysepkowy, tj. lutowanie na wierzchu ścieżki. Wszystkie połączenia z masą muszą jednocześnie być połączone do masy na wierzchu i pod spodem płytki. Kondensatory trapezowe mają wycięte szczeliny w płytce. Nad kondensatorami C_6 i C_{10} wykonano mostki z drutu łączące obwód zasilania (plus). Umożliwiają one po rozłączeniu pomiar prądu pobieranego przez tranzystory, co jest potrzebne przy strojeniu obwodów.

Płytka i tranzystory są mocowane do radiatora w sposób opisany w poprzednich układach. Wzmacniacz jest przeznaczony do pracy CW i FM. Dla wzmacniania sygnałów SSB dławiki bazowe należy dołączyć do odpowiednich napięć polaryzujących. Można skorzystać tu z opisanych wcześniej układów polaryzacji. Wszystkie trymery są typu foliowego. Należy uważać, by trymery C_1, C_4 i C_7 nie zrobiły zwarcia w układzie, gdyż spowoduje to uszkodzenie tranzystora.

6.3.2.5 Wzmacniacz firmy Micro Modules

Firma ta produkuje wzmacniacze końcowe o mocy 25,50 i 100 W. Dla zobrazowania koncepcji układów wybrano wzmacniacz 50 W (rys. 6.33). Wzmacniacz ten, sterowany mocą 10 W z transiwera dostarcza przy napięciu 13,5 V na wyjściu i mocy P_{wy} = 50 W. Prąd spoczynkowy wynosi 1 A, przy pełnym wysterowaniu (50 W, 12,5 V) 8A. Wzmocnienie wynosi 6 dB, szerokość pasma $B_1 = 430 \div 440$ MHz. W tej samej obudowie znajduje się przedwzmacniacz pracujący na tranzystorze BFR34 oraz oscylator VOX w.cz. Przedwzmacniacz ma wzmocnienie $G = 10$ dB, współczynnik szumów $F = 3$ dB, pobór prądu wynosi 75 mA. Wzmacniacz ma złącze N 50 na wyjściu, a na wejściu złącze BNC 50. We wzmacniaczu zastosowano nowoczesny tranzystor mocy o dopuszczalnych stratach 145 W, który jest słabo wykorzystany. Przełączanie N/O odbywa się w układach diod PIN UM9041.

6.3.3 Lampowe wzmacniacze mocy 432 MHz

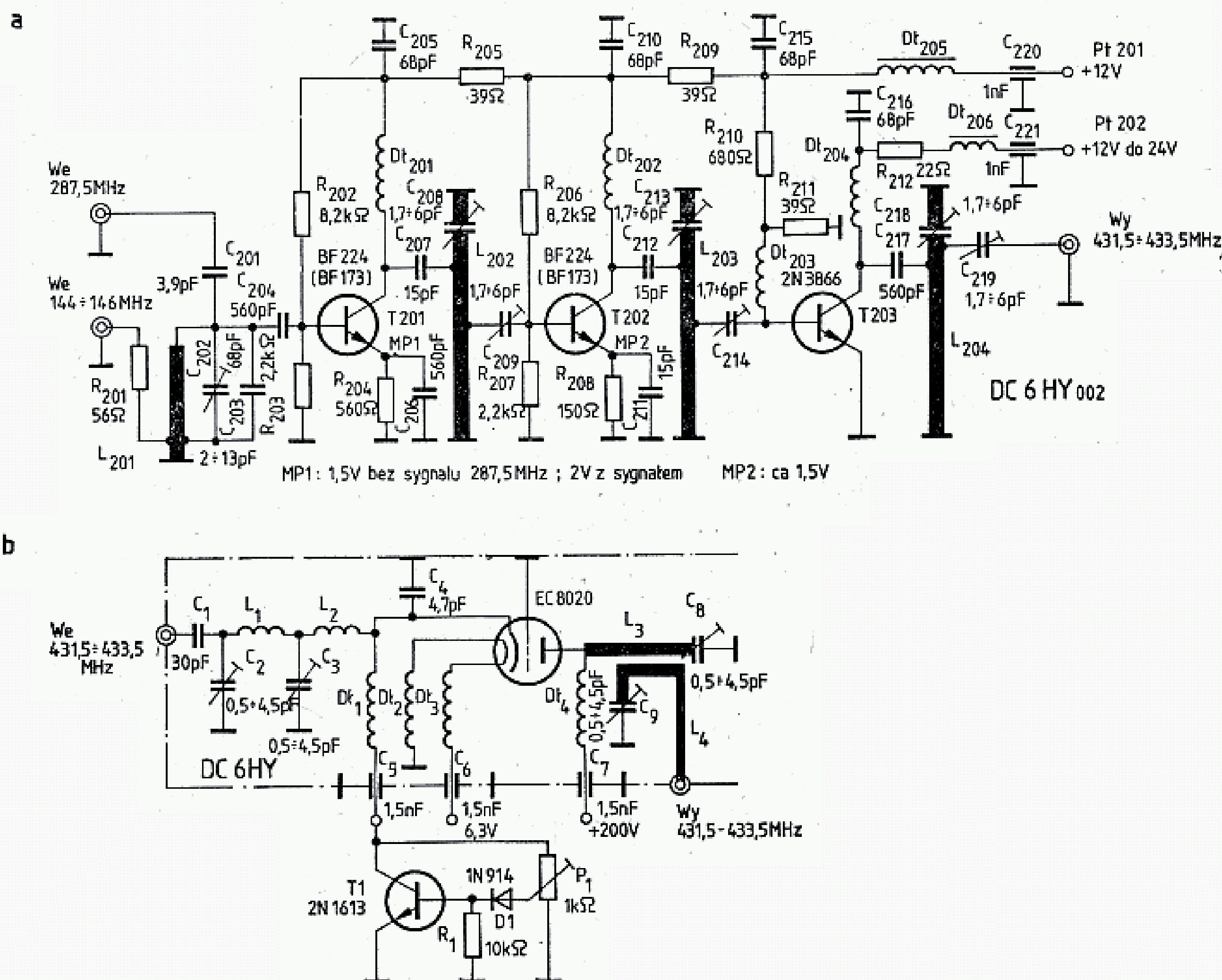
W pasmie 432 MHz, mimo postępów w technice tranzystorowej nadal dominują lampowe wzmacniacze większych (100 W) i dużych (750 W) mocy. Są one znacznie tańsze od tranzystorowych, a ponieważ uzyskują większe wzmocnienie na stopień, wymagają mniej stopni. Wzmacniacze lampowe wymagają nieco większych nakładów na wykonanie części mechanicznych, lecz są za to prostsze w strojeniu i znacznie bardziej odporne na błędy w użytkowaniu.



6.33. Wzmacniacz końcowy 50 W MML 432-50

6.3.3.1 Wzmacniacz mocy 10 W wg DC6HY

Większość konwerterów nadawczych w pasmie 432 MHz, obecnie niemal wyłącznie tranzystorowych, dostarcza na wyjściu mocy 50÷500 mW. Konwertery takie opisano już w poprzednich rozdziałach, a jeszcze jednym przykładem jest układ DC6HY pokazany na rys. 6.34a [27]. Zastosowano tam heterodynę 287,5 MHz, by przy nadawaniu w pobliżu 432 MHz 3. harmoniczna nadajnika sterującego mieszacz, wynosząca 144,5 MHz, nie wypadała w pobliżu częstotliwości emisji. Konwerter ten różni się od wcześniej opisanych jedynie zastosowaniem linii paskowych. Istotą tego wzmacniacza hybrydowego jest łatwe i liniowe wzmocnienie otrzymywanego



6.34. Wzmacniacz 10 W, wg DC6HY

a — schemat konwertera nadawczego z liniami paskowymi, b — schemat wzmacniacza końcowego

sygnału 432 MHz do poziomu 10 W. Doskonale do tego nadaje się lampa (trioda) EC8020, stosowana do niedawna w przemiennikach UKF. W pasmie 432 MHz lampa ta uzyskuje najmniejsze sprzężenie zwrotne, a więc nie ma skłonności do samowzbudzania się mimo dużego nachylenia (60 mA/V przy 40 mA). Lampa ta ma bardzo delikatną strukturę siatki (druciki o grubości 6 μm, odległość od katody wynosi 35 μm) i dlatego nie wolno jej przesterowywać [28]. Lampa ta przy napięciu U_a = 180÷200 V uzyskuje sprawność 70% przy częstotliwości 432 MHz. Lampę tę można łatwo wysterować za pomocą potrajacza małej mocy, pracującego np. na tranzystorach BAX11, MA4061B itp. (rozdz. 5.1.5 oraz [28]). Wejście 50 Ω

wzmacniacza (rys. 6.34b) jest dopasowane do małej rezystancji wejściowej lampy w układzie wspólnej siatki, za pomocą filtru C_1, C_2, L_1, C_3 i L_2. Aby otrzymać liniową pracę napięcie polaryzujące musi być stałe, to jest niezależne od prądu anody. Dlatego zastosowano tu układ stabilizatora napięcia pracujący na tranzystorze 2N1613 (2N2219, BC337) z diodą krzemową (1N914). Wartość napięcia polaryzacji $U_{s1} = -2{,}8$ V ustawiana jest potencjometrem 1 kΩ. Stabilizator ma rezystancję wewnętrzną wynoszącą około 5 Ω. Przy pracy w klasie C można układ stabilizatora zastąpić rezystorem 100 Ω/1 W. W anodzie lampy znajduje się obwód półfalowy L_3 (dławik wykonany drutem CuAg2, o długości 60÷18 mm). Jego jeden koniec jest dołączony do anody (zagięty pod kątem prostym), drugi do kondensatora 0,5÷4,5 pF, połączonego z chassis. Pod nim znajduje się pętla sprzęgająca L_4 (CuAg1 o długości 32+5 mm), której zagięta część jest dołączona do gniazda wyjściowego. Położenie pętli dobiera się eksperymentalnie. Cewki L_1 i L_2 mają 1 zwój CuAg1, D_w = 4 mm. Wszystkie dławiki mają 10 zwojów nawiniętych drutem DNE 0,4 na D_w = 3 mm. Trymery są typu rurkowego, ceramiczne lub szklane. Całość jest zamknięta w korytku z białej blachy z przegrodą przechodzącą przez połowę podstawki lampy. Przy wysterowaniu mocą P_{we} = 0,35 W na wyjściu uzyskuje się P_{wy} = 10 W przy poborze P = 14 W mocy z zasilacza anodowego 200 V.

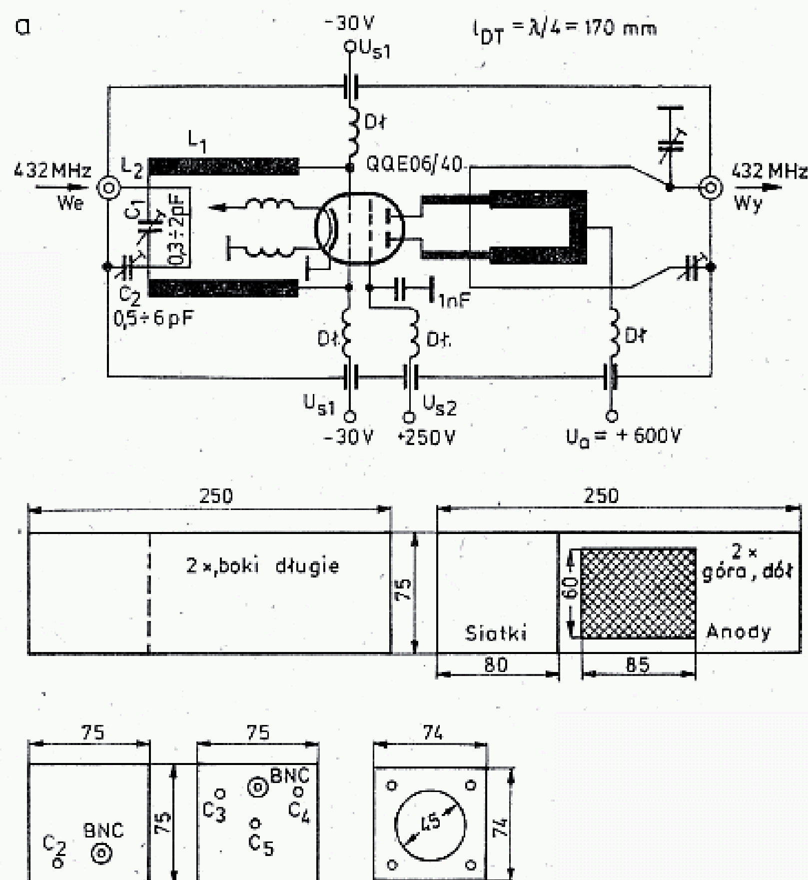
6.3.3.2 Wzmacniacze pracujące na podwójnych tetrodach

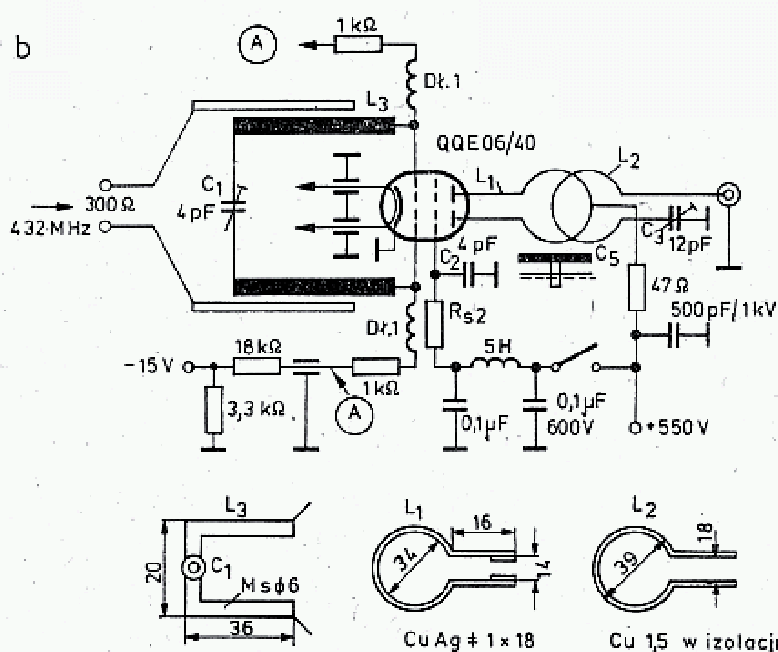
Nowoczesne podwójne tetrody QQE03/20 i QQE06/40 mogą pracować jako wzmacniacze jeszcze w pasmie 432 MHz. Uzyskuje się w nich moce 30 W i 60 W. Duże pojemności wejściowe utrudniają wysterowanie. Dlatego w obwodzie siatki stosuje się obwód półfalowy. Zasada budowy wzmacniacza jest poza tym taka sama jak w pasmie 144 MHz (p. rozdz. 6.2.4.3 i 6.2.4.4).

Schemat wzmacniacza pokazano na rys. 6.35. Układ pokazany na rys. 6.35a jest podany przez DC7CA w Dubus 1/1975, zaś układ uwidoczniony na rys. 6.35b podany przez OK1AIB znajduje się w materiałach Seminarium VKV Techniky 433 MHz, Kromeritz, Listopad 1974. Podobny układ, lecz z lampami QQE03-20A podano w [III/10]. Układ wg DC7CA wbudowany jest do skrzynki z blachy mosiężnej o grubości 1,5 mm, złożonej ze ścianek pokazanych na rysunku. Przegroda 74×74 mm z otworem ∅ 45 ma zabudowaną podstawkę na tulejkach dystansowych. Boki i przegroda są ze sobą zlutowane, zaś pokrywy z siatkami ekranującymi są przykręcone śrubami w wielu miejscach. Otwory zakryte siatką powinny wypadać nad anodami lampy dla umożliwienia swobodnego przepływu powietrza. Zaleca się założenie dowolnego rodzaju dmuchawy dla przyspieszenia obiegu powietrza.

Obwód siatkowy półfalowy L_1 wykonany jest z dwóch rurek mosiężnych ∅ 3, o długości 28 mm. Pętla sprzęgająca L_1 jest wykonana z drutu ∅ 1 o długości 90 mm. Odległość między tymi cewkami wynosi około 3 mm i powinna być dobierana przy strojeniu. Trymery C_1 i C_2 są dowolnego typu UKF, mogą być nawet kubkowe typu Philips. Jeśli drajwer ma dostateczną moc, dobrze jest dołączyć do gniazda BNC rezystory sprowadzające impedancję wejściową do 50÷60 Ω. Katoda powinna być połączona z masą za pomocą szerokiej taśmy miedzianej. W obwodach żarzenia należy stosować dławiki.

Obwód anodowy, ćwierćfalowy, składa się z czterech rurek mosiężnych wsuwanych teleskopowo, dwóch o średnicy 3 mm i długości 33 mm, dołączony do wyprowadzeń anod i dwóch o średnicy 4 mm i długości 26 mm, z jednej strony zwartych krótkim łącznikiem z blachy mosiężnej. Jest to prosty i zarazem skuteczny sposób wykonania symetrycznego obwodu strojeniowego. Najważniejszym elementem jest pętla sprzęgająca z drutu CuAg 1,2. Musi mieć ona długość 140 mm. Jeśli po włączeniu zasilania bez sterowania lampa się wzbudza, to należy zmienić długość





6.35. Wzmacniacze pracujące na QQE06/40
a — wg DC7CA, b — wg OK1AIB

dławika anodowego. Dławiki: anodowy i siatkowy są wykonane z drutu o długości $\lambda/4$ (175 mm). Przy napięciu anodowym 600 V i wysterowaniu mocą $3 \div 4$ W moc P_{wy} powinna wynosić 60 W przy sprawności około 45%. Napięcie polaryzacji dobiera się w zależności od rodzaju pracy w sposób opisany w rozdz. 6.2.4.3 i.6.2.4.4.

Układ z rys. 6.35b różni się od poprzedniego sposobem sprzężenia obwodu siatkowego i konstrukcją obwodu anodowego, a ponadto wprowadzono tu neutralizację w siatce ekranowej S_2. Sygnał sterujący o mocy $0{,}5 \div 1$ W, podany z drajwera do gniazda BNC, jest transformowany symetryzatorem 1:4 (balun) do 300 Ω. Można tu zastosować typowy symetryzator antenowy Polcat na ferrycie dwuotworowym lub zwykły z kablem współosiowym $\lambda/2$, jak w układach antenowych. Do wyjść transformatora dołączone są dwa paski blachy zbliżane do obwodu siatkowego. Sprzężenie dobiera się tak, by zaczął pojawiać się prąd siatkowy w obu połówkach lampy. Mierzy się go jako spadek napięcia na rezystorach siatkowych 1 kΩ.

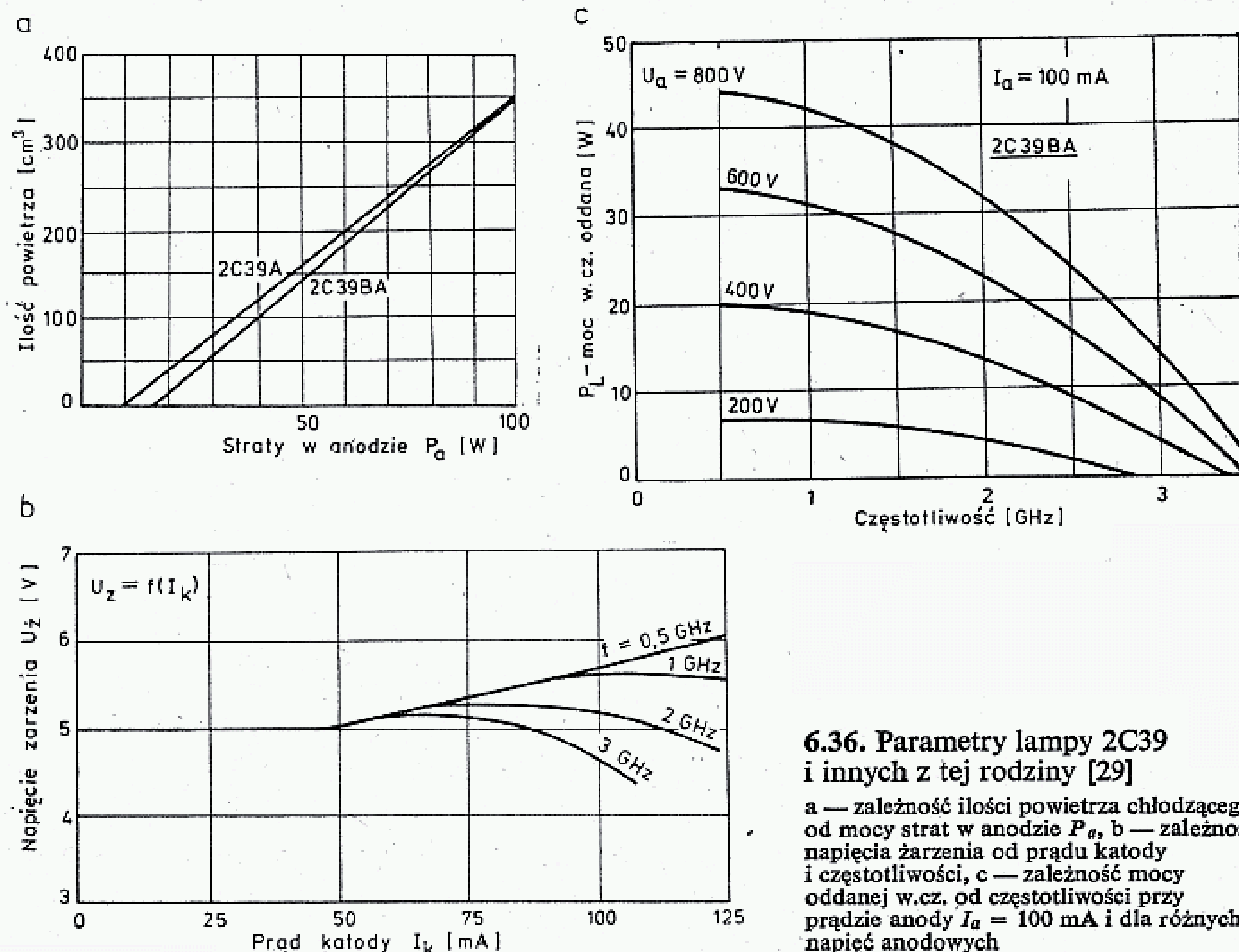
Obwód anodowy jest wykonany z taśmy CuAg1 o szerokości 18 mm, wygiętej jak na rysunku. Na końcu taśmy dolutowane są mosiężne zaciski anodowe. Powinny one dobrze kontaktować z przepustami lampowymi, gdyż płyną tam duże prądy w.cz. Pętla sprzęgająca z drutu miedzianego w izolacji polietylenowej lub PCW jest umieszczona pod obwodem anodowym. Nad obwodem anodowym, w górnej pokrywie umieszczony jest krążek miedziany ∅ 30 na śrubie. Zbliżanie tego krążka do cewki powoduje zmniejszenie jej indukcyjności, a więc pozwala na dostrojenie obwodu. Krążek ten należy zabezpieczać przed możliwością zetknięcia się z obwodem anodowym. Jako C_1 i C_2 zastosowano kondensatory ceramiczne rurkowe.

Neutralizację w obwodzie siatki S_2 przeprowadza się przy włączonym napięciu anodowym, lecz przy wyłączonym napięciu U_{s2} i przy sterowaniu normalnym w obwodzie siatki S_1. W obwodzie anodowym sondą diodową lub watomierzem wykrywa się pewien mały sygnał przenikający z wejścia. Trymerem $C_2 = 4$ pF w obwodzie siatki S_2 sprowadza się ten sygnał do minimum.

Moc wyjściową w czasie normalnej pracy wzmacniacza można kontrolować reflektometrem lub sondą diodową zbliżoną do gniazda wyjściowego BNC. Przy sterowaniu mocą $0{,}5 \div 1$ W uzyskuje się wg OK1AIB na wyjściu moc około 30 W. Siatka ekranująca jest zasilana z obwodu anodowego przez rezystory 12 kΩ/8 W+ 12 kΩ/8 W+6,8 kΩ/8 W i jest kluczowana. Rozwiązanie takie jest nieprawidłowe i nieekonomiczne. Znacznie korzystniejsze jest wykonanie osobnego zasilacza dla obwodu siatki S_2 oraz kluczowanie w S_2 przekaźnikiem albo w stopniu poprzedzającym.

6.3.3.3 Wzmacniacz pracujący na lampie 2C39 wg DJ2PU

Popularna dyskowa trioda mocy 2C39 pozwala na wykonanie wzmacniacza z uziemioną siatką i powielacza pracującego aż do 2304 MHz. Parametry tej lampy oraz do niej zbliżonych podano w tablicy 6.2.3 oraz na rys. 6.36 [29]. Absolutna wartość napięcia anodowego dla modulacji CW i FM wynosi 1000 V i 600 V dla 100% modulacji AM, a dla modulacji SSB w szczytach może dochodzić do 1200 V. Żywotność lampy jednak bardzo zależy od stosowanego napięcia anodowego i nie dobrze jest



6.36. Parametry lampy 2C39 i innych z tej rodziny [29]

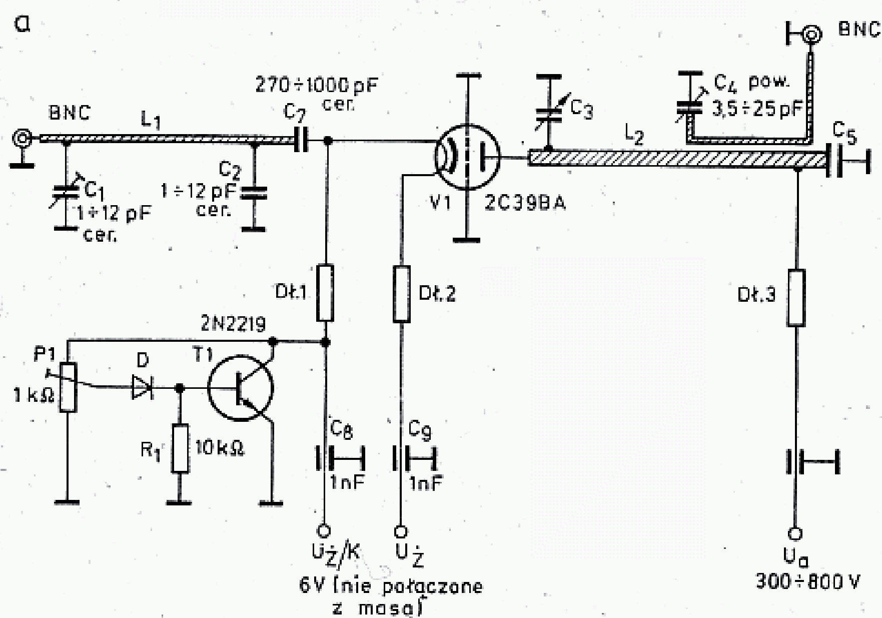
a — zależność ilości powietrza chłodzącego od mocy strat w anodzie P_a, b — zależność napięcia żarzenia od prądu katody i częstotliwości, c — zależność mocy oddanej w.cz. od częstotliwości przy prądzie anody I_a = 100 mA i dla różnych napięć anodowych

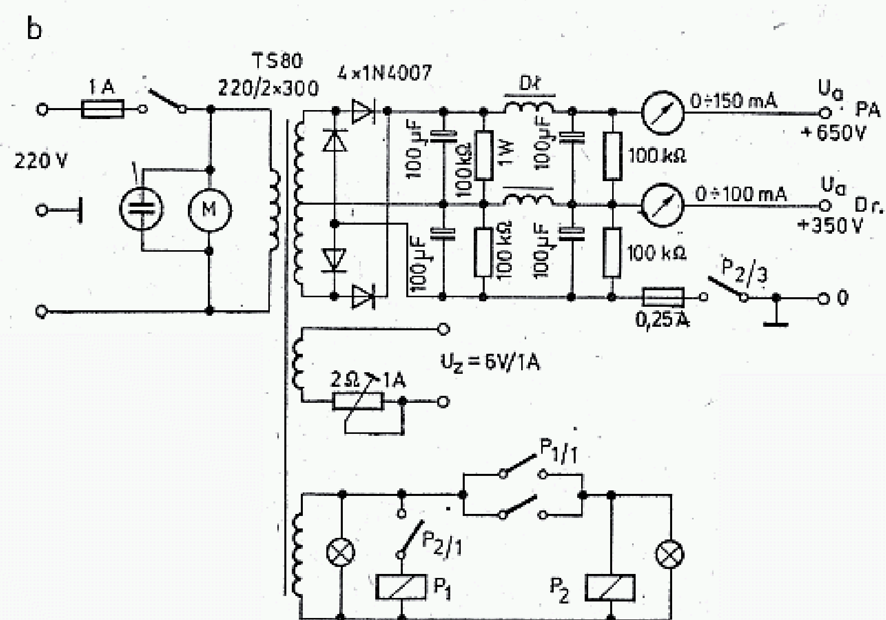
przekraczać napięcie 800 V przy pracy CW, FM i SSB. Dla U_b = 800 V, f = 500 MHz i I_a = 100 mA moc w.cz. wynosi P_{wy} = 45 W przy mocy doprowadzonej 80 W, co daje sprawność 56%. W tych warunkach strata mocy w obwodzie P_a = 35 W, to jest znacznie poniżej dopuszczalnej mocy admisyjnej $P_{a\,max}$ = 100 W.

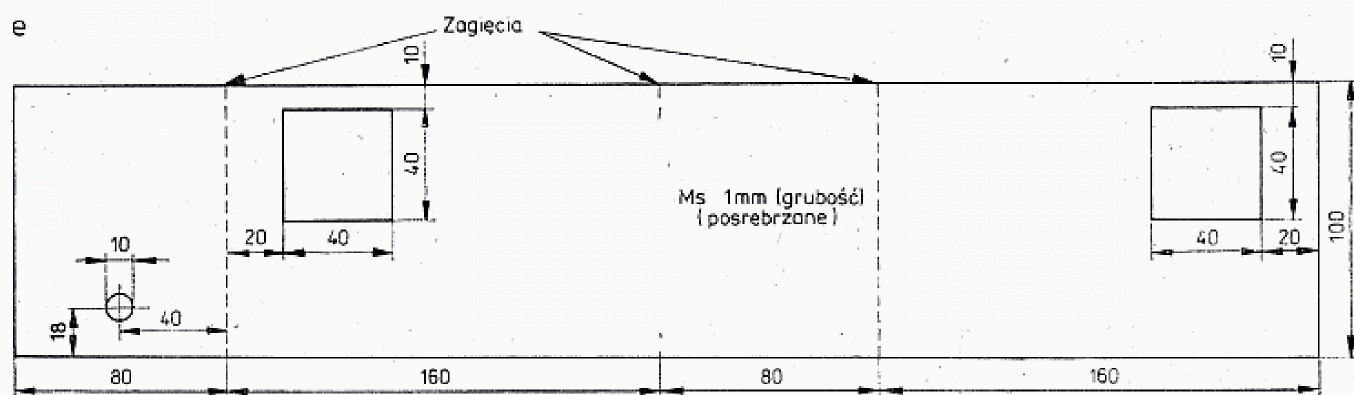
Lampa wymaga chłodzenia powietrzem w ilości do 100 l/min. Jak wynika z wykresu, przy słabym wykorzystaniu lampy (P_a < 15 W) wystarcza naturalne chłodzenie konwekcyjne lampy, w którym dużą rolę będzie odgrywał obwód anodowy złożony z blachy miedzianej. W tablicy podano także parametry innych triod dyskowych mających zastosowanie w zakresach UKF i MKF.

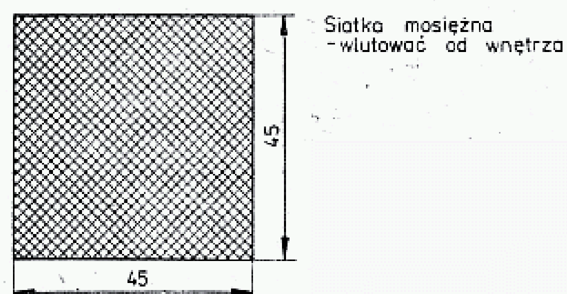
Podstawowy układ wzmacniacza wg DJ2PU, [29] pokazano na rys. 6.37. Lampa jest sterowana mocą 1÷5 W dając na wyjściu moc 20 W (400 V) do 45 W (800 V). Lampa może być sterowana układem z rys. 6.34b pracującym na lampie EC8020 lub drugą lampą 2C39 pracującą jako wzmacniacz wstępny przy U_a = 300 V i P_{we} = 50÷200 mW lub jako potrajacz (CW, FM) z 144 MHz. W tych warunkach lampa nie wymaga wymuszonego chłodzenia.

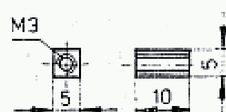
Wzmacniacz pracuje w układzie wspólnej siatki, katoda jest połączona z żarzeniem i z tego powodu napięcie żarzenia musi być pobierane z oddzielnego uzwojenia żarzenia na transformatorze, gdyż na nim występuje napięcie polaryzujące siatkę. Niektóre lampy mają katodę wewnętrznie połączoną z żarnikiem. Właściwe żarzenie lampy jest sprawą bardzo ważną dla jej trwałości. Ustawia się je przy odłączonym napięciu anodowym rezystorem zmiennym drutowym 2 Ω/1 A na prąd 1 A, mierzony amperomierzem o małej rezystancji wewnętrznej. Bardzo


a
BNC
L1
270÷1000 pF
cer.
C7
C1
1÷12 pF
cer.
C2
1÷12 pF
cer.
C3
C4 pow.
3,5÷25 pF
BNC
L2
C5
V1
2C39BA
Dł.1
Dł.2
Dł.3
2N2219
P1
1 kΩ
D
T1
R1
10 kΩ
C8
1nF
C9
1nF
Uż/K
Uż
6V (nie połączone z masą)
Ua
300÷800 V


b
TS80
220/2×300
4×1N4007
1 A
220 V
M
Dł
100 µF
100 kΩ
1W
100 µF
100 kΩ
0÷150 mA
Ua PA
+650V
0÷100 mA
Ua Dr.
+350V
100 µF
100 kΩ
100 µF
100 kΩ
0,25 A
P2/3
0
Uz = 6V/1A
2Ω 1A
P1/1
P2/1
P1
P2


e
Zagięcia
10
40
20
40
10
18
40
Ms 1mm (grubość)
(posrebrzane)
10
40
40
20
100
80
160
80
160

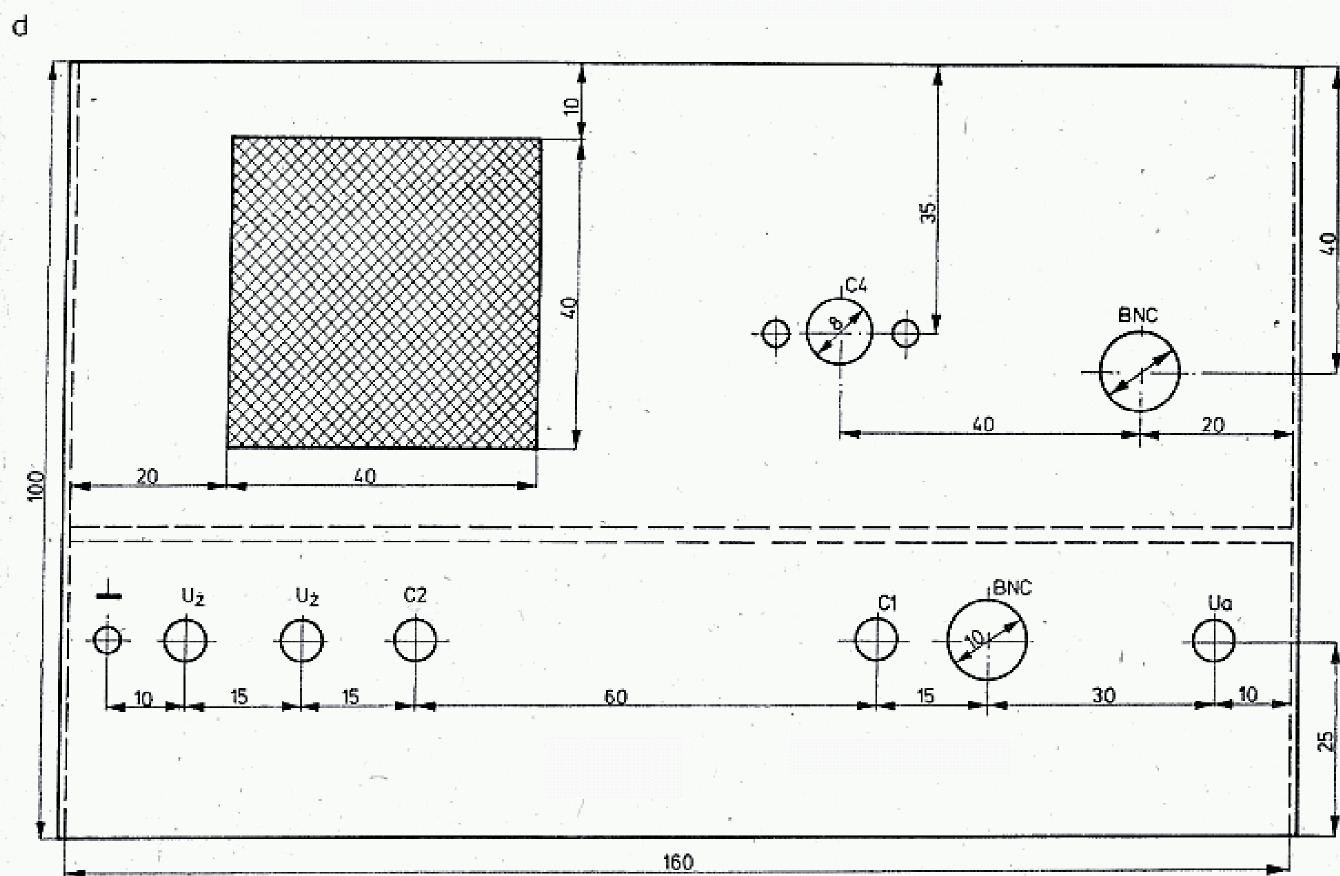

45
45
Siatka mosiężna
-wlutować od wnętrza


M3
5
10
5

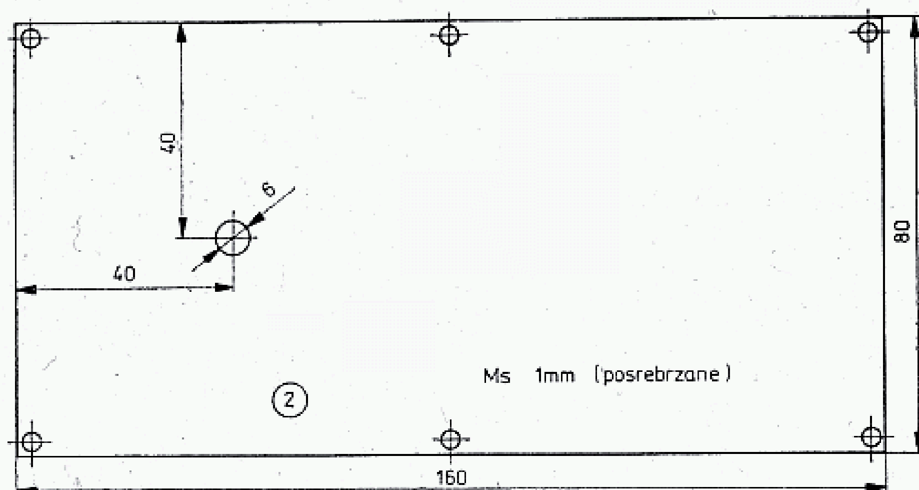
c

1
2
9
11
4
3
10
5
6
12
8
P1
7

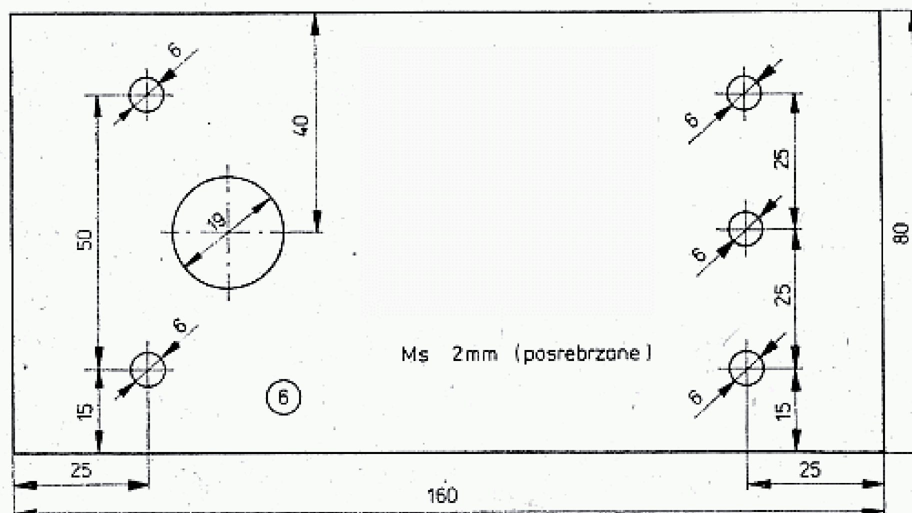
d



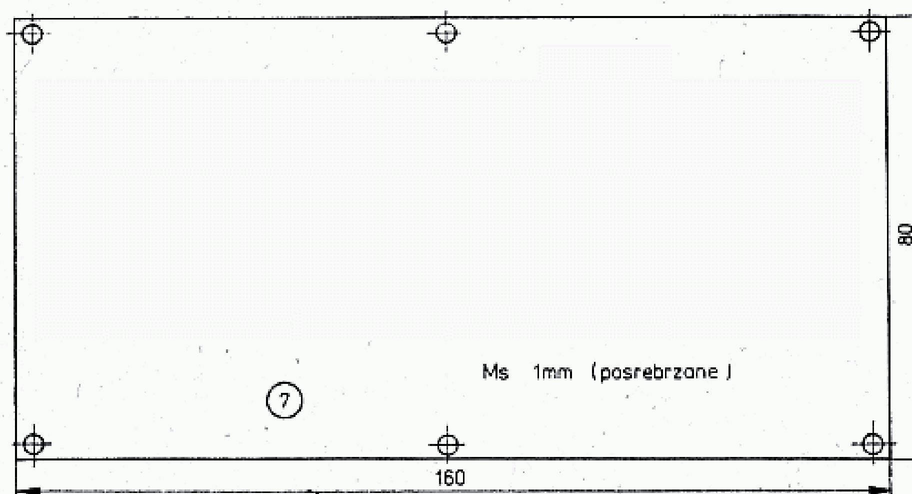
f



40
6
40
80
Ms 1mm (posrebrzane)
2
160

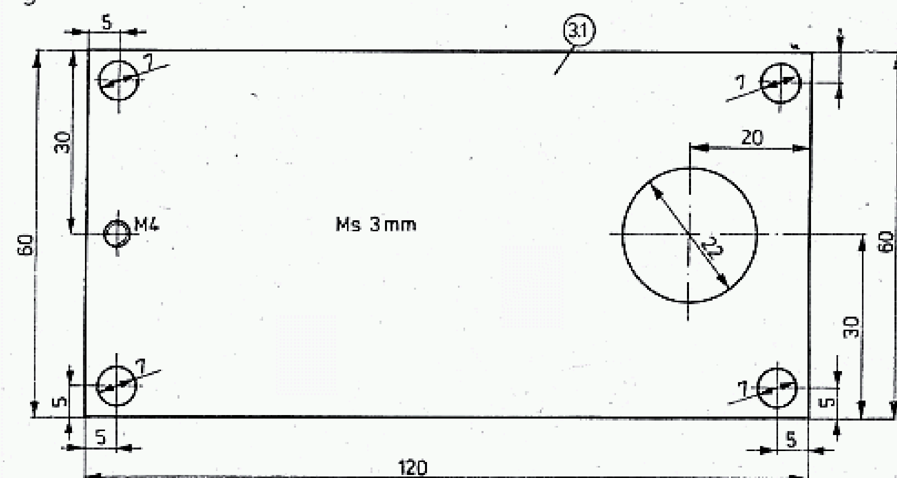


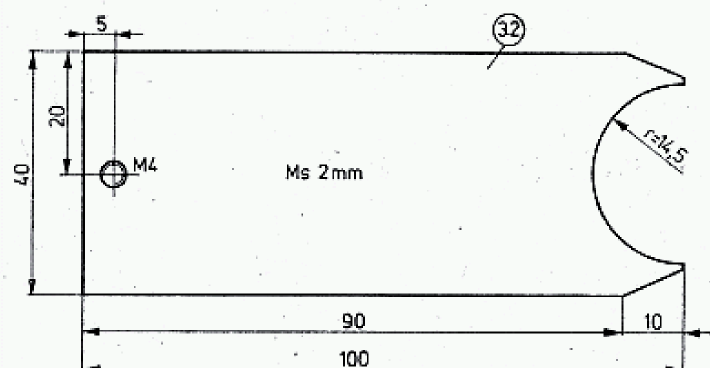
6
40
6
25
19
50
6
25
80
Ms 2mm (posrebrzane)
6
15
6
15
25
25
160

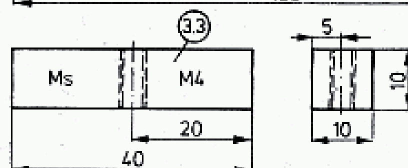


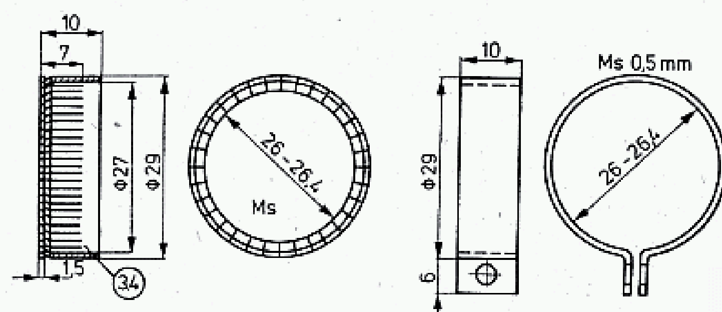
80
Ms 1mm (posrebrzane)
7
160

g

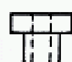






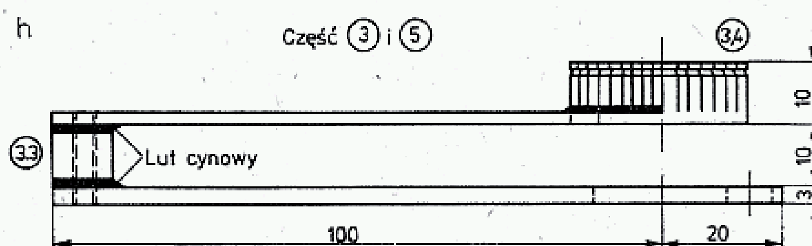


Pierscień anodowy lub zacisk anodowy

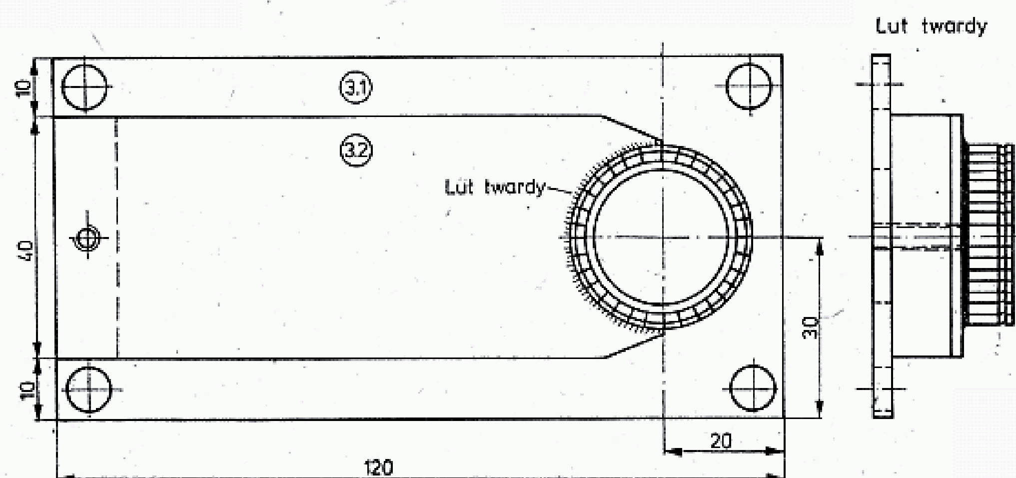


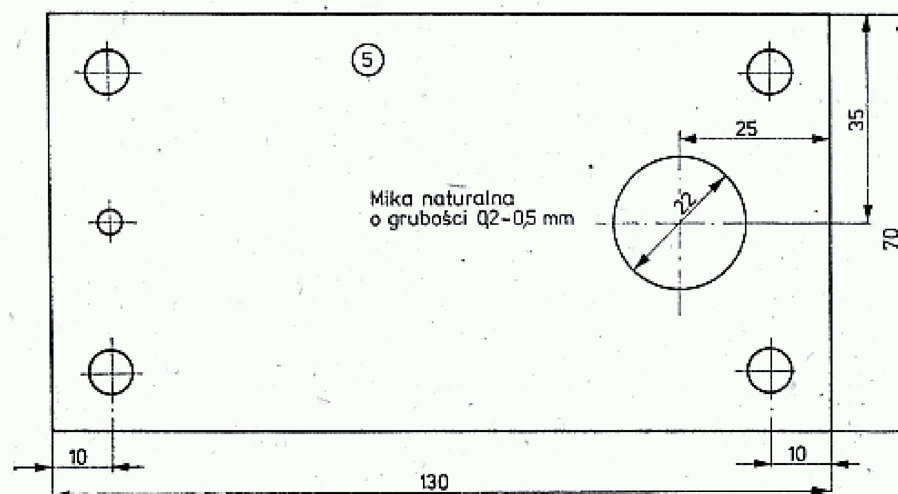


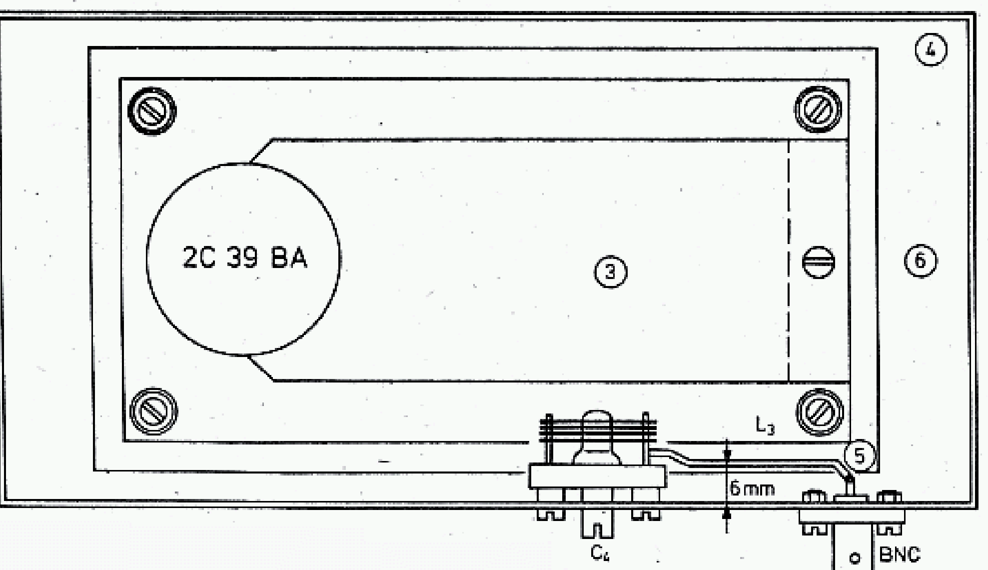
4 przepusty ceramiczne

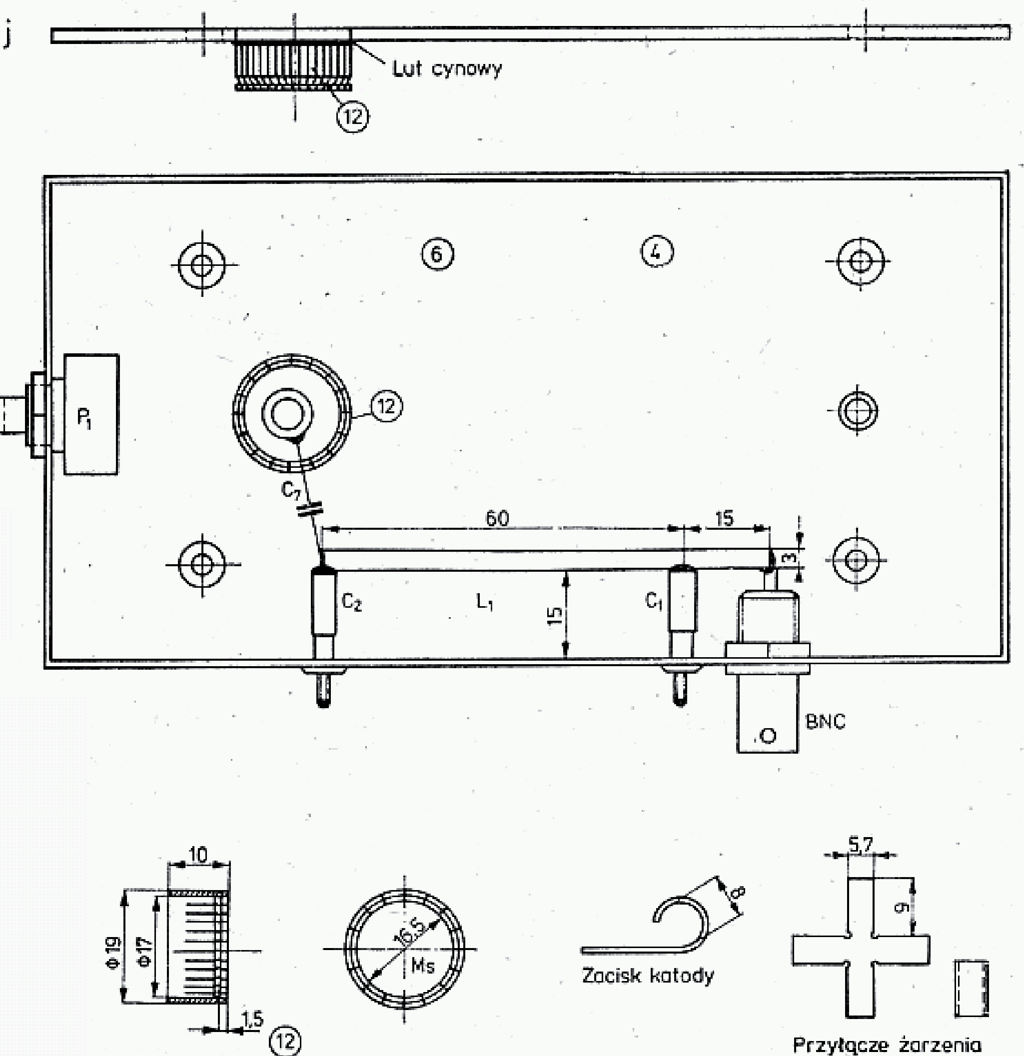


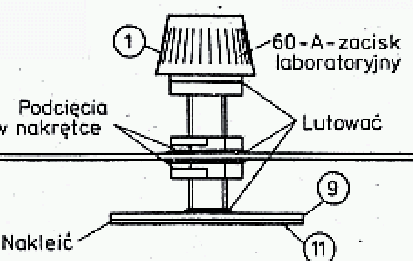
Całość posrebrzać

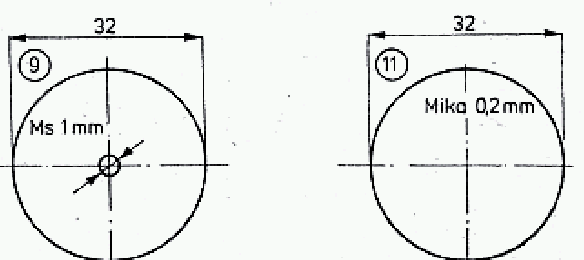


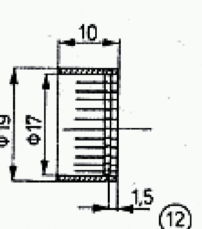


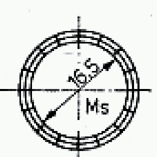


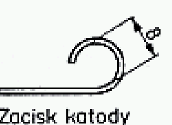


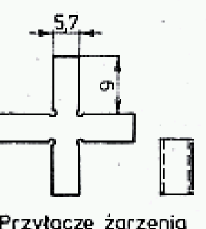












6.37. Wzmacniacz 45 W, wg DJ2PU

a — schemat elektryczny *T1* — 2N1613, 2N2219, BD139, BC211, *D* — 1N914, 1N4148, BAP795, $Dl_{1,2}$ — 11 zw. DNE 0,5; D_W = 5 mm, l = 6 mm, b — zasilacz, c — przekrój wzmacniacza, d — płyta czołowa, e — rozwinięcie płyty czołowej i bocznej oraz siatka, f — płyty; górna, środkowa i dolna, g — części składowe obwodu anodowego, h — złożenie obwodu anodowego i przekładka z miki, i — szkic wzmacniacza bez pokrywy górnej, j — płyta siatkowa (środkowa) i obwód wejściowy

ważną sprawą jest, by przed każdym włączeniem napięcia anodowego lampę wygrzać żarząc ją co najmniej przez minutę. W tym celu można stosować przekaźnik termiczny z opóźnieniem 1—2 minut (rys. 6.37b).

Napięcie polaryzacji siatki ustawia się potencjometrem P_1, tak by uzyskać prąd spoczynkowy anodowy $I_{a0} = 20$ mA, niezależnie od napięcia anodowego. Sygnał sterujący z wejścia 50 Ω jest transformowany filtrem π złożonym z elementów C_1-L_1-C_2 na małą impedancję wejścia katodowego. Dławiki *Dł1* i *Dł2* w obwodzie katody i żarzenia zapobiegają przedostawaniu się sygnału w.cz. do stabilizatora napięcia polaryzacji i do transformatora.

Anoda jest obciążona obwodem ćwierćfalowym L_2, skróconym i dostrajanym kondensatorem C_3. Wzmocniony sygnał w.cz. jest wyprowadzany pętlą L_3C_4 do gniazda BNC. Kondensatory C_3, C_5 i C_6 znajdują się pod napięciem anodowym i dlatego muszą mieć odpowiednią wytrzymałość elektryczną.

Na rysunku 6.37c pokazano przekrój wzmacniacza, a na rys. 6.37d widok płyty czołowej. Części składowe mają oznaczenia: *1* — śruba kondensatora, C_3, *2* — górna pokrywa z kondensatorem C_3, *3* — linia paskowa anodowa, *4* — obudowa, *5* — płytka z mikanitu, *6* — płytka dzieląca siatkowa, *7* — płyta dolna, *8* — śruba mocująca i doprowadzenie U_a, *9* — tarcza kondensatora C_3, *10* — lampa 2C39, *11* — izolacja na tarczy C_3, *12* — pierścień stykowy siatki. Na dalszych rysunkach pokazane są części składowe wykonane z blachy mosiężnej o grubości 1 mm, 2 mm i 3 mm. Części przewodzące prądy w.cz. mają duże powierzchnie, a więc wnoszą małe straty, niemniej jednak posrebrzenie zwiększy sprawność i poprawi estetykę.

Pierścień siatkowy jest wykonany z rurki mosiężnej ∅ 19/17. Wyprowadzenie siatki ma średnicę 16,5 mm. Aby pierścień dobrze przylegał do wyprowadzenia siatki wytłacza się do wewnątrz po obwodzie zgrubienie w odległości 1,5 mm od krawędzi pierścienia. Można posłużyć się tu obrotowym przecinakiem do rur. Pierścień ten można także wykonać z blachy mosiężnej o grubości 1 mm, naciętej w ząbki na głębokości 5 mm, możliwie bez szczelin i zwiniętej. Jakość tego styku jest bardzo ważna, ze względu na płynące duże prądy w.cz. i możliwość ich przenikania do komory katodowej. Objawem tego jest ujemne sprzężenie zwrotne wywołujące spadek wzmocnienia. Pierścień siatkowy (*12*) jest przylutowany cyną do płytki siatkowej (*6*). Pierścień anodowy (poz. *3* i *4*) jest wykonany podobnie, lecz ma średnice 29/27 ze zgrubieniem do 26 mm.

Zamiast pierścienia można wykonać także zacisk anodowy z taśmy mosiężnej $0{,}5 \times 10$. Do pierścienia anodowego lub zacisku przylutowana jest lutem twardym (mosiężnym) płytka 3.2 obwodu anodowego. Lut twardy jest konieczny, gdyż anoda nagrzewa się do temperatury 200°. Płytka obwodu anodowego (3.2) połączona z płytką masy obwodu anodowego (3.1) przez wkładkę dystansową (3.3) tworzy obwód ćwierćfalowy (skrócony). Wkładka (3.3) jest przylutowana do obu płytek. Po zlutowaniu wierci się w całości otwór ∅ 4 na śrubę mosującą (*8*). Płyta stanowiąca masę obwodu anodowego (3.1) jest odizolowana od podstawy (*6*) za pomocą przekładki z miki (*5*). W przypadku jej braku można zastosować folię teflonową. Wszystkie powierzchnie stykowe muszą być gładkie, by nie nastąpiło punktowe uszkodzenie izolacji (600 V!).

Opisany układ tworzy kondensator blokujący C_5 o pojemności 500 pF przy grubości miki 0,5 mm. Daje to impedancję $Z < 1\ \Omega$ przy 432 MHz. Jako śrubę do strojenia kondensatora anodowego C_3 wykorzystano zacisk laboratoryjny 60 A, gdyż ma on gwint drobnozwojowy. Dwie jego mosiężne nakrętki są przylutowane do pokrywy górnej (*2*). Po przylutowaniu podcina się nakrętkę na płask do połowy piłką włosową i podciętą część nieco odchyla, skutkiem czego śruba obraca się z pewnym oporem dając dobry styk na gwincie. Po wkręceniu śruby na jej końcu dolutowuje się tarczkę (*9*) kondensatora C_3. Na tarczkę nakleja się płatek miki (*11*).

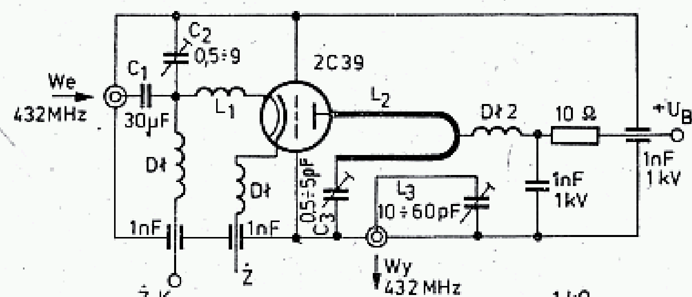
W podobny sposób można wykonać stopień poprzedzający, tj. drajwer. Ponieważ pracuje on z małą mocą, na anodzie napięcie powinno wynosić $U_a = 350$ V, a mały prąd anodowy daje małe straty i lampa może pracować bez dodatkowego wymuszonego chłodzenia. W mniej korzystnych warunkach urządzenie należy ustawić otworami do dołu i do góry, co poprawia przepływ powietrza wokół anody i radiatora.

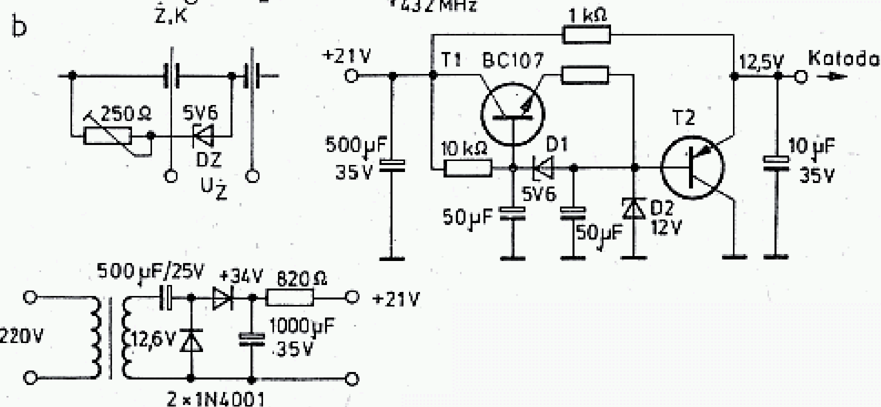
Strojenie jest bardzo proste. Po minutowym wygrzaniu lampy przy pracującym wentylatorze dołącza się miernik mocy 50 Ω lub 75 Ω, a w końcu włącza napięcie anodowe. Napięcie polaryzujące ustawia się tak, by uzyskać prąd anodowy $I_a = 20$ mA i podaje sygnał sterujący, wynoszący około 1 W. Strojąc obwód siatkowy uzyskuje się wzrost prądu anodowego, a strojąc obwód anodowy i sprzęgający z wyjściem uzyskuje się wzrost mocy wyjściowej. Całość zestraja się ostatecznie przy wysterowaniu dającym prąd anodowy 100 mA. Uzyskana moc wyjściowa powinna wynosić 40 W. Dławiki w obwodzie żarzenia powinny być przylutowane blisko lampy. Styk wewnętrzny żarzenia otrzymuje się ze zgiętego krzyżaka pokazanego na rys. 6.37j.

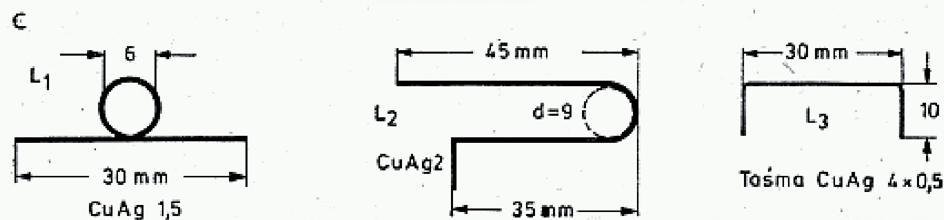
6.3.3.4 Prosty wzmacniacz pracujący na lampie 2C39 wg DJ9HO

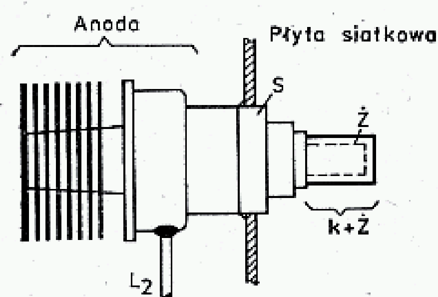
Wzmacniacz opisany w poprzednim punkcie (wg DJ2PU) miał układ klasyczny dla tego rodzaju wzmacniaczy. Wymaga on dość znacznego nakładu pracy do wykonania. DJ9HO wykonał i opisał w [30] wzmacniacz pracujący na lampie 2C39, który choć jest prymitywny, lecz jest skuteczny. Sprawność tego wzmacniacza jest niższa od poprzedniego, lecz nie zawsze jest to sprawa najważniejsza. Wzmacniacz o układzie pokazanym na rys. 6.38a jest zamknięty w pudle jak na rys. 6.38f, gdzie pokazano go z trzech stron.

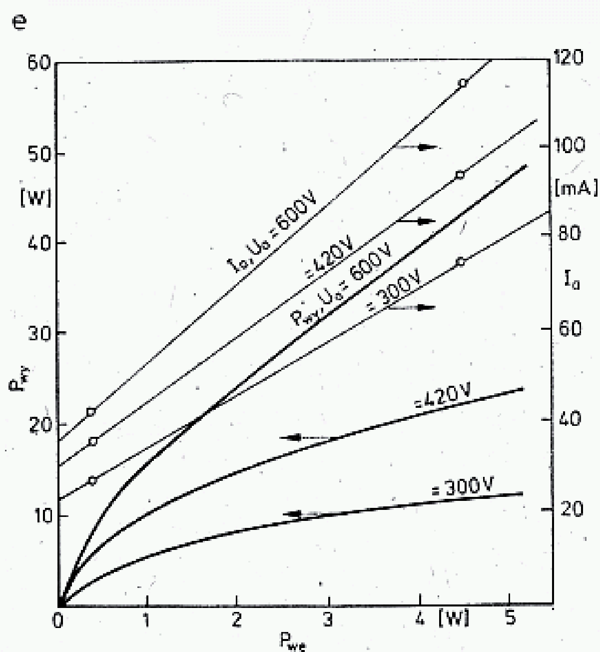
Pudło wykonano z laminatu jednostronnego zlutowanego na krawędziach lub lepiej z blachy mosiężnej o grubości 1 mm. W szczególności przegroda siatkowa powinna być z blachy, gdyż ułatwia to chłodzenie. Ćwierćfalowy obwód anodowy wykonany jest z drutu CuAg2 (rys. 6.38e), którego jeden koniec jest przylutowany wprost do anody, drugi do kondensatora C_3. Przy dobranej długości L_2 pojemność C_3 jest równa pojemności lampy C_{as} i miejsce przyłączenia dławika wypada w połowie linii. Jeśli długość linii jest nieodpowiednia, to kompensuje się to przestrajaniem C_3. Jednocześnie punkt zerowy w.cz. na cewce L_2 ulega przesunięciu i dławik znajduje się pod napięciem w.cz. Rezystor 10 Ω/0,25 W służy jako zabezpieczenie, gdyż w przypadku przeciążenia lub zwarcia w układzie, przepali się.

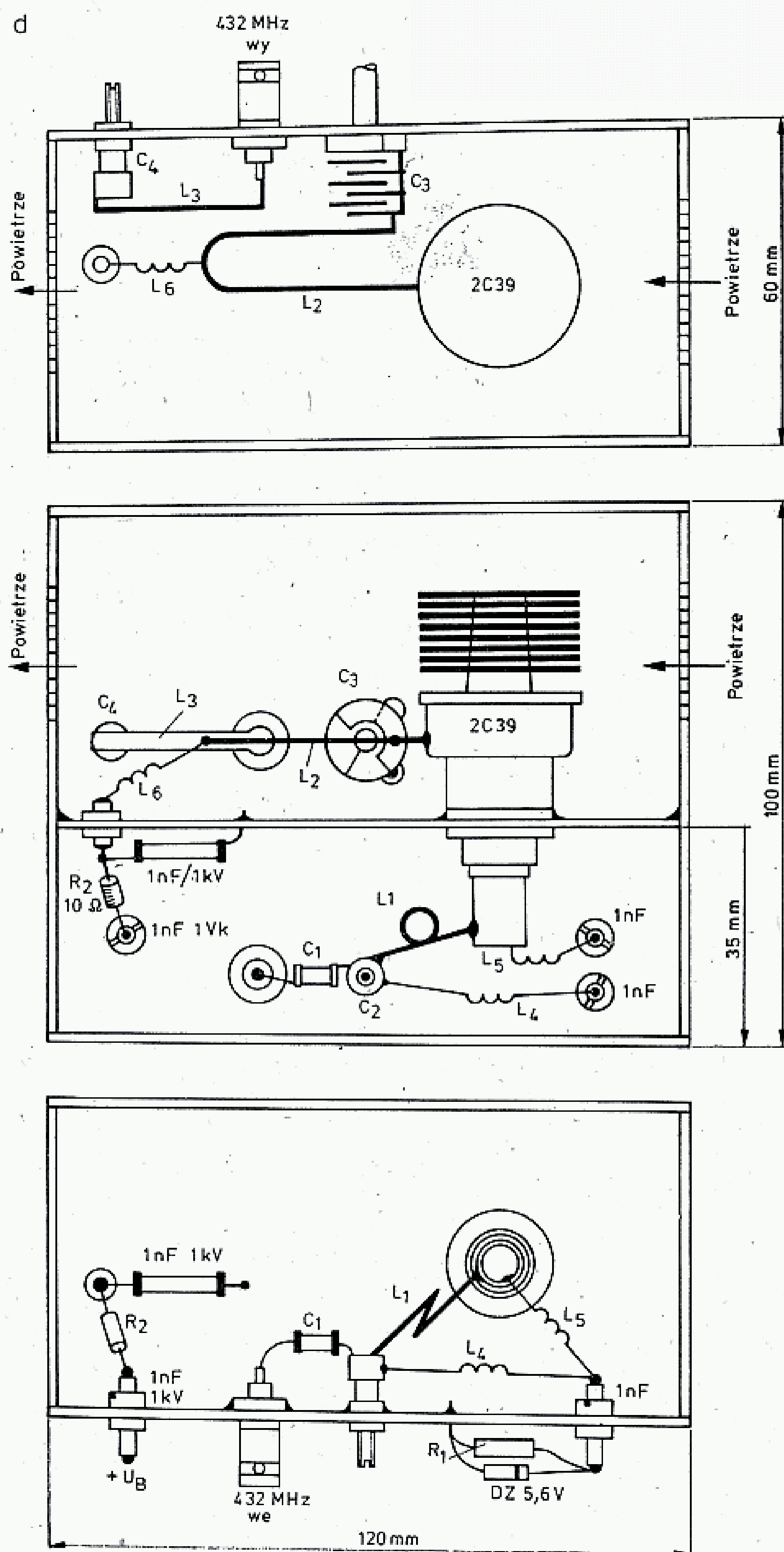

a
Dł: 10 zw DNE 0,5 Dw = 6 mm
We
432MHz
C1
30μF
C2
0,5÷9
L1
2C39
L2
Dł 2
10 Ω
+UB
Dł
Dł
1nF
1nF
C3 0,5÷5pF
L3
10÷60pF
1nF
1kV
1nF
1kV
Ż,K
Ż
Wy
432 MHz


b
250 Ω
5V6
DZ
UŻ
+21V
T1
BC107
1 kΩ
12,5V
Katoda
500μF
35V
10 kΩ
D1
5V6
50μF
50μF
D2
12V
T2
10 μF
35V
500 μF/25V
+34V
820 Ω
+21V
220V
12,6V
1000μF
35V
2×1N4001


c
L1
6
30 mm
CuAg 1,5
45 mm
L2
d=9
CuAg2
35 mm
30 mm
L3
10
Taśma CuAg 4×0,5


Anoda
Płyta siatkowa
S
Ż
k+Ż
L2


e
Ia, Ua=600V
=420V
Pwy, Ua=600V
=300V
=420V
=300V
Pwy
[W]
Ia
[mA]
Pwe
[W]



6.38. Prosty wzmacniacz, wg DJ9HO

a — schemat elektryczny, b — proste układy polaryzacji, c — obwody indukcyjne, d — widok wzmacniacza od góry, w przekroju i od dołu, e — zależność mocy wyjściowej i prądu od wysterowania i napięcia anodowego

Szczegóły konstrukcyjne indukcyjności podane są na rys. 6.38e. Linia L_1 jest przylutowana do katody i trymera ceramicznego C_2. Punkt ten jest połączony z gniazdem BNC przez kondensator rurkowy $C_1 = 30$ pF. Wyprowadzenie siatki lampy jest na całym obwodzie zlutowane z przegrodą siatkową. Lutować należy od strony anody kolbą o mocy 100÷150 W bardzo szybko.

Zastosowane przez DJ9HO lutowanie obwodów wprost do lampy nie jest godne polecenia, gdyż można łatwo uszkodzić drogą lampę. Pod tym względem rozwiązanie DJ2PU z opaskami zaciskowymi jest lepsze.

Cały wzmacniacz musi być intensywnie chłodzony, nawet przy $U_a = 300$ V.

Na rysunku 6.38g pokazano zmierzoną przez DJ9HO zależność mocy wyjściowej od wejściowej i wysterowania oraz prądu anodowego od wysterowania dla trzech napięć anodowych.

Polaryzację siatki można uzyskać w dwóch układach. Prosty układ pokazany na rys. 6.38b umożliwia ustawienie prądu spoczynkowego I_{a0} oraz automatycznie stabilizuje napięcie polaryzacji przy wzroście prądu anodowego. Napięcie diody Zenera należy dobrać indywidualnie do egzemplarza lampy. Dioda ta musi mieć dużą moc. Układ z rys. 6.38c (wg DL3NQ [31]) nie wymaga diody Zenera dużej mocy, gdyż stabilizację uzyskuje się za pomocą tranzystora *T2*. Jest to dowolny tranzystor *p-n-p* o prądzie do 100 mA, np. BD136, TG70, AD665, BC313.

Układ jest zasilany napięciem pomocniczym, uzyskiwanym przez powielenie napięcia żarzenia 12,6 V. Jest ono potrzebne do podania stabilizowanego prądu dla diody Zenera, także przy polaryzacji w klasie *C*, gdy prąd spoczynkowy równa się zeru. Klasę C stosuje się przy pracy CW i FM oraz przy pracy lampy jako potrajacza 144/432 MHz. Wymaga to tylko zmiany obwodu siatkowego.

6.3.3.5 Wzmacniacz o mocy 100 W z lampą 2×2C39, wg G8PQG

Większą moc przy zastosowaniu lamp 2C39 można uzyskać łącząc je równolegle. Trudności konstrukcyjne związane z kondensatorem blokującym obwód anodowy można pominąć, jeśli zastosuje się linię półfalową. Takie rozwiązanie opracował G8PQG [32]. Podstawowy układ pokazany jest na rys. 6.39a. Jest to oczywiście wzmacniacz z uziemioną siatką. W stosunku do poprzednio opisanych układów różnica leży w sposobie polaryzacji siatki. W czasie odbioru przekaźnik *R1B1* jest w pozycji normalnej zamkniętej (*n.z.*), tranzystor *T1* jest zablokowany i występuje na nim spadek napięcia określony diodą Zenera (47 V), jeśli lampy w tych warunkach przepuszczają jeszcze nieco prądu (tzw. lampa z miękką charakterystyką). Jako tranzystor *T1* można zastosować BD139, BD137, zaś jako diodę *D1*: 1N914, BAVP19 lub podobną. W czasie nadawania przekaźnik włącza potencjometr 5 kΩ, którym ustawia się stały spadek napięcia na *T1* taki, by prąd spoczynkowy obu lamp wynosił $I_{c0} = 30$ mA. Żarzenie z 6,3 V redukowane jest do 5,5 V mierzonego wprost na wyprowadzeniach na lampie. Układ przekaźników *RlB* i *RlC* oraz tranzystory *T2*, *T3* i *T4* służą do włączania dmuchawy z chwilą przejścia na nadawanie (+*Tx*) i wyłączenie jej z opóźnieniem określonym stałą czasu C_{10}, R_4 Rv_2. Czas ten ustawia się na około 25 s.

Obwód anodowy jest zasilany w połowie długości przez dławik *Dł4* napięciem 900 V. Kondensator blokujący C_6 musi mieć wytrzymałość co najmniej 1,5 kV. Wejścia i wyjścia są dołączone do gniazd *BNC*, lecz na wyjściu lepiej jest zastosować gniazdo większej mocy, np. typu *N*. Lampy są zasilane stosunkowo wysokim napięciem 900 V i przy prądzie 180 mA obu lamp, moc doprowadzona $P_0 = 162$ W, a moc wyjściowa $P_{wy} = 100$ W, a więc sprawność wynosi 61%. Jest to dobry wynik. W tych warunkach lampy wymagają sterowania mocą 6 W przy $WFS = 1{,}8{:}1$. Przy silniejszym wysterowaniu uzyskuje się moc do 120 W, lecz wtedy następuje nasycenie, a lampom grozi przeciążenie prądowe, tym bardziej, że przy występujących różnicach charakterystyk lamp jedna z nich będzie bardziej obciążona.

Półfalowy obwód anodowy ma dużą dobroć i dlatego $B_3 = 500$ kHz. Wymaga to zmiany ustawienia kondensatora C_5 przy dalekim przestrajaniu w pasmie. Straty anodowe 60 W wymagają dobrego chłodzenia dmuchawą. Powinna ona intensywnie dmuchać wprost na anody, a przy pracy FM i FSK należy dodatkowo założyć prowadnice powietrza. Otwory wentylacyjne muszą być elektrycznie ekranowane. Zasilacz (rys. 6.39b) ma blokadę przekaźnika *R1A*, który może być włączony wyłącznikiem S_1 dopiero wtedy, gdy wyłącznik S_2 jest w pozycji *w.n.*-wyłączone. Wyłącznik S_2 przełącza dopiero po 1 minucie żarzenia lamp. Rezystor $R_{19} = 10\Omega/5$ W ogranicza prąd ładowania kondensatorów. Napięcie +12 V służy do zasilania przekaźników. Dmuchawa jest dołączana przez przekaźnik *RLC* do sieci. Konstrukcja wzmacniacza zbliżona jest do poprzednio opisanych.

Na rysunku 6.39c pokazano szkic rozmieszczenia części wzmacniacza, zamkniętego w obudowie 100×250×150, wykonanej z blachy mosiężnej zlutowanej wraz z przegrodą siatkową na wszystkich krawędziach. Pokrywy górne i dolne są przykręcone gęsto rozmieszczonymi wkrętami. Złącza anodowe i siatkowe powinny być wykonane za pomocą specjalnej tulei grzebieniowej (ang.: *finger stock*), lecz przy jej braku stosuje się taśmę z brązu berylowego o szerokości 8 mm. Taśmę tę fałduje się w harmonijkę, otacza ściśle dołączoną elektrodę i na zewnętrznej krawędzi dolutowuje do przegrody siatkowej lub linii anodowej (rys. 6.39d).

Linia anodowa (6.39e) jest wycięta z blachy mosiężnej o grubości 1÷1,5mm. Do otworu ∅ 30 mm wprowadza się lampy wraz z harmonijką z taśmy, która powinna ciasno przylegać do anod i otworu. W przyłączu siatki harmonijka powinna być szczególnie gęsta, by jak najmniej prądu w.cz. przenikało na stronę katody. Trzy otwory ∅ 3,3 w linii anodowej służą do mocowania linii do przegrody siatkowej, przy zastosowaniu wkładek dystansowych o wysokości 18 mm z teflonu lub ceramiki. Wkręty M2,5 powinny być z teflonu lub mosiężne, lecz odpowiednio skrócone. Harmonijki z taśmy są przylutowane na stałe do przegrody siatkowej i linii anodowej.

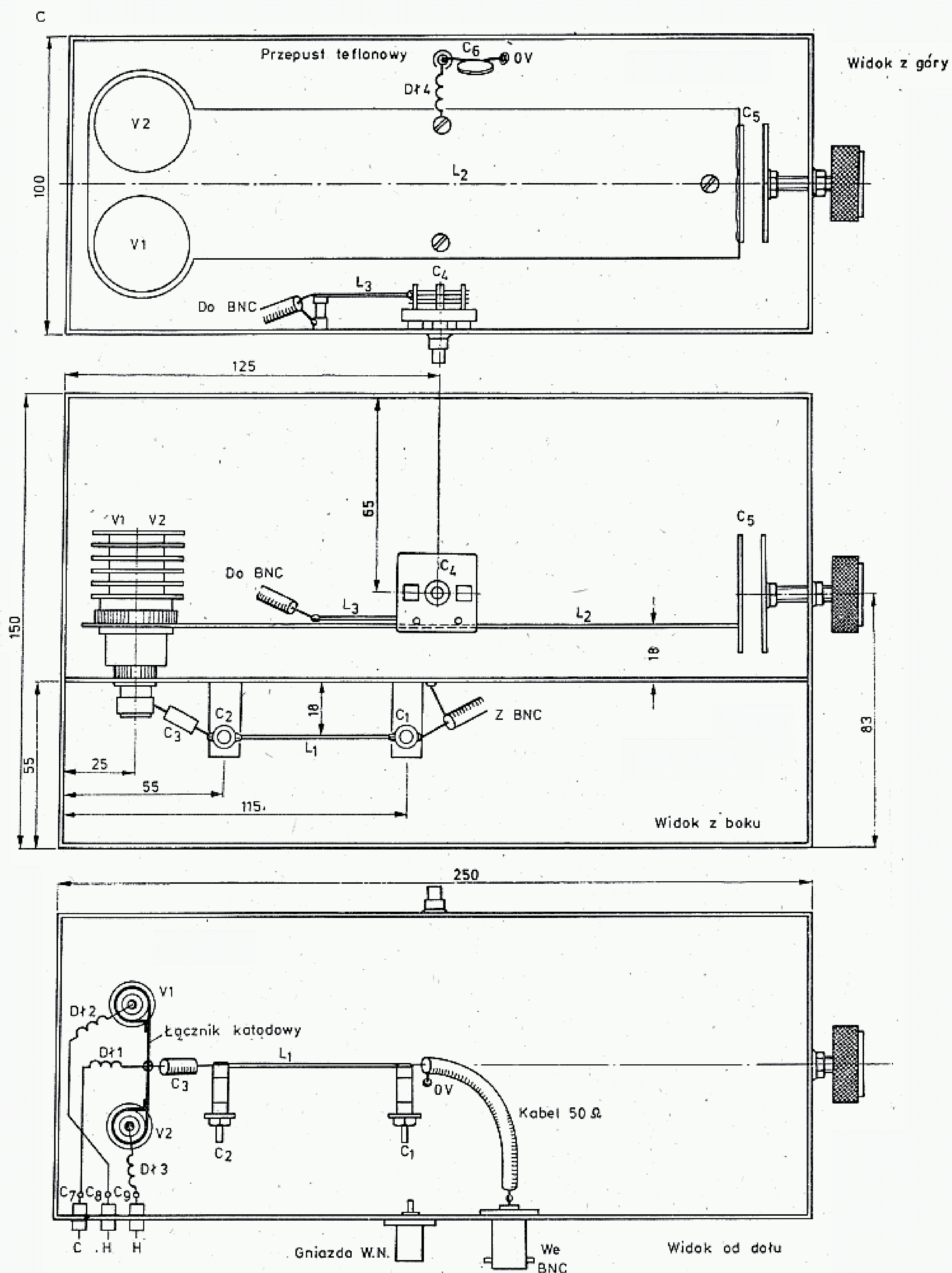
Sprzężenie z obwodem anodowym linią L_3 (rys. 6.39f) jest wykonane w płaszczyźnie linii anodowej L_2. Kondensator C_4 powinien mieć bardzo krótkie połączenie rotora z masą, w przeciwnym przypadku na końcu ośki wystąpi napięcie w.cz. W pewnych przypadkach na ośkę kondensatora zakłada się tulejkę zaciskową, zlutowaną z płytą czołową. Korzystne jest także umieszczenie gniazda *BNC* lub *N* wprost na płycie czołowej, gdyż wtedy odpada wspornik ceramiczny i kabel kon-

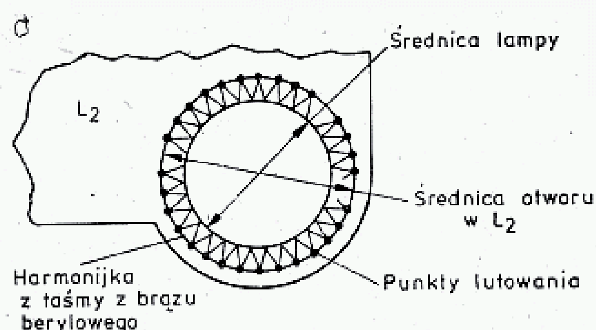
a

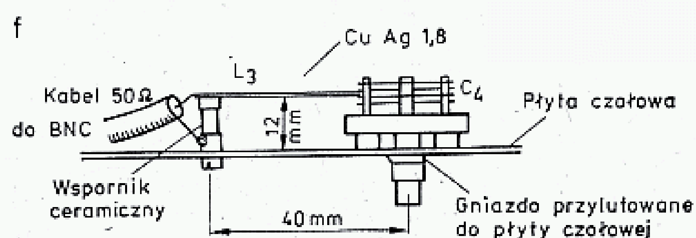
We 432 MHz 6 W
BNC
L1
C3 270pF
C1 1÷12pF
C2 1÷12pF
0 V
T1 2C39
T2 2C39
0 V
Wy 432MHz 100 W BNC
L3
3,5÷25pF
L2
C5 Patrz opis
Dł 1
Dł 2
Dł 3
Dł 4
Ub = +900V 180mA
C6 0÷0,1 μF
C7 1nF C
C8 1nF H
C9 1nF H
+12 V
5kΩ lin.
D1 1N916
DZ1 47V
R1 10 kΩ
R3 1Ω drut.
R3 1Ω drut.
R4 6÷8 MΩ
R2 100kΩ
C10 22μF 35V
3×BC107
T1 T2 T3
6-3V~ -2A
+Tx
Do obwodu wentylatora

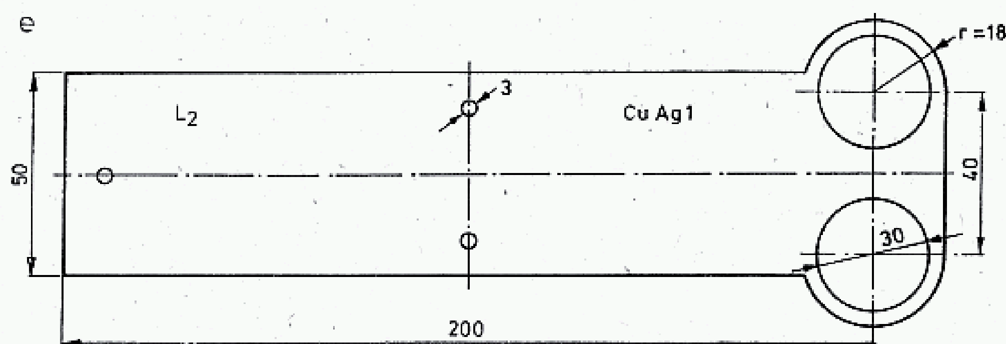
b

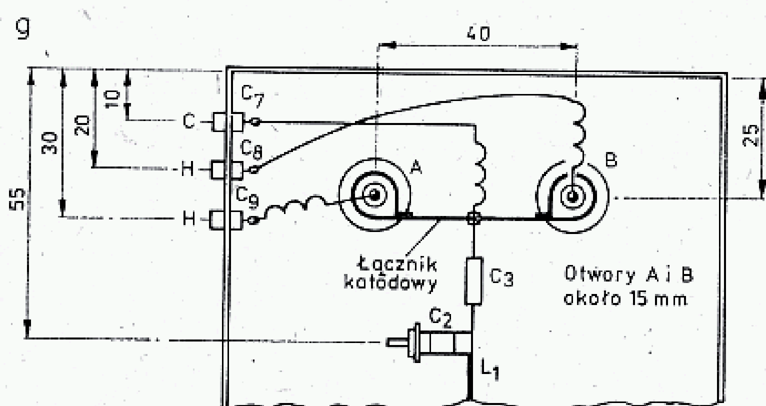
S2 – wył. w. n. w stanie „wyłączone"
10A
S1
S2
220V ~
0
Tr1
350V
200mA
0V
220V
350V
0V
8×1N4007
R5÷12 8×180 kΩ/2W
R12
R5
R19 10Ω 5W drut.
6×33kΩ/2W
500mA
Ub = +900V/ /180mA
3×200μF/450V
mA
0÷300mA
6,3V 1A
0V
6,3V 1A
0V
4×1N4001
C14 180 μF 25V
1A
+12V
0 V
Tr 2
220V
0V
6,3V~ 2A
3 A
Żarzenie

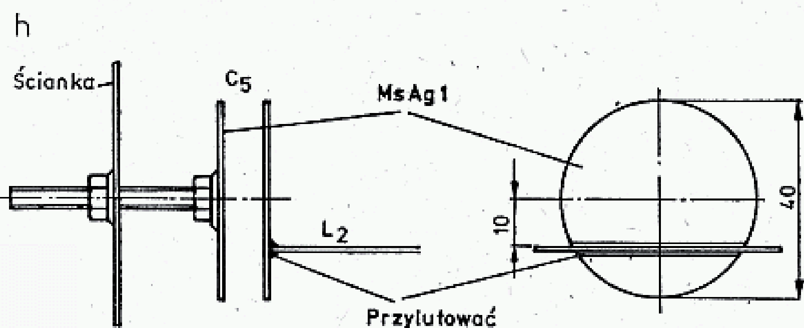

C
Przepust teflonowy
C6
0V
Widok z góry
Dł4
V2
C5
100
L2
V1
C4
L3
Do BNC
125
65
V1 V2
C5
C4
Do BNC
L3
L2
150
18
18
C2
C1
Z BNC
C3
L1
83
55
25
55
115
Widok z boku
250
V1
Dł2
Łącznik katodowy
Dł1
L1
C3
0V
Kabel 50 Ω
V2
C2
C1
Dł3
C7
C8
C9
C
H
H
Gniazdo W.N.
We
BNC
Widok od dołu









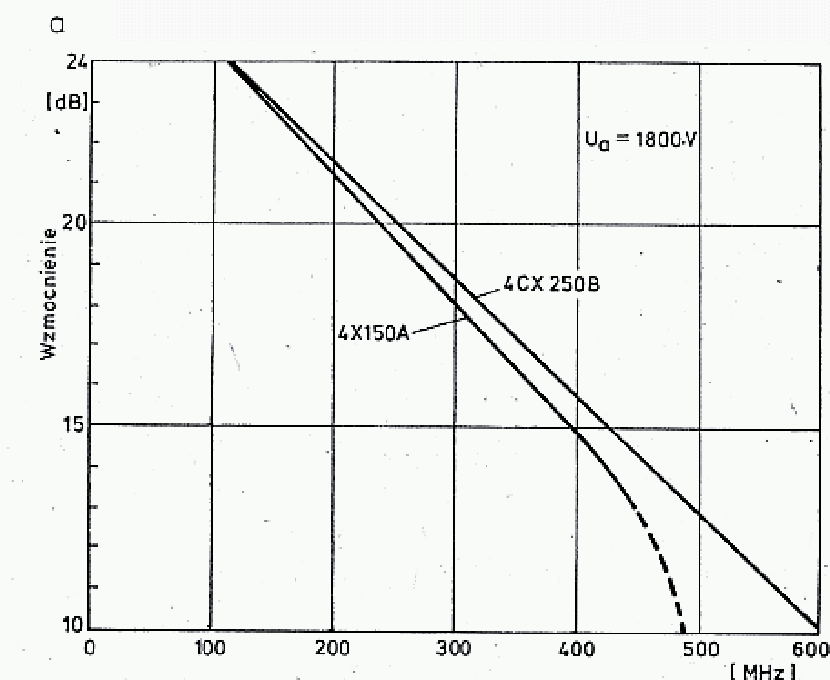


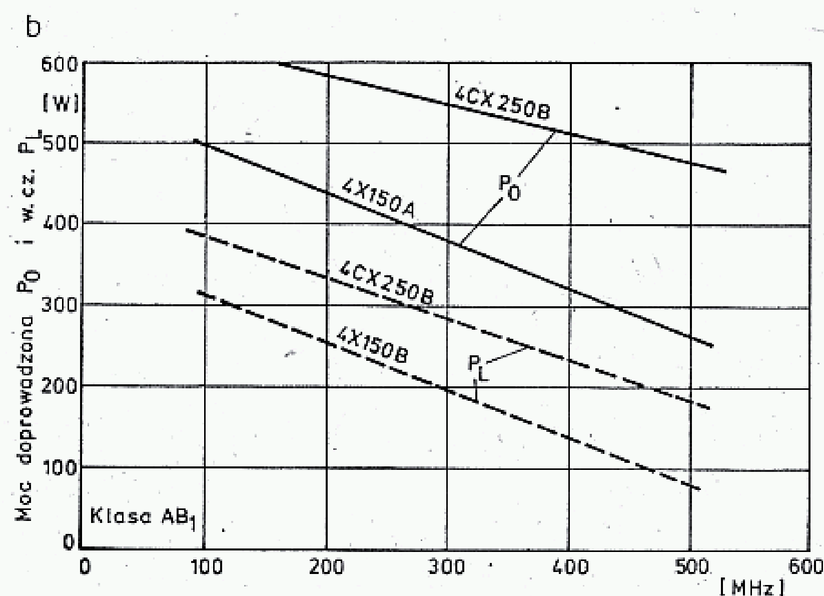
6.39. Wzmacniacz 100 W, wg G8PQG

a — schemat elektryczny, b — schemat zasilacza +900 V i żarzenia, c — uproszczone widoki wzmacniacza, d — pierścień anodowy z taśmy z brązu berylowego, e — linia anodowa L_2, f — układ sprzężenia z wyjściem, g — obwód katodowy, h — kondensator anodowy

centryczny. Jako wsporniki ceramiczne można stosować rezystory MŁT ($2W-l=$ $=18$ mm, $1W-l=12$ mm) po usunięciu warstwy oporowej.

Katody lamp są razem spięte łącznikiem z taśmy z brązu berylowego. Łącznik powinien ciasno obejmować wyprowadzenia (rys. 6.39g). Żarzenia są dołączone kawałkami spiralnie zwiniętej taśmy z brązu włożonymi do gniazda żarzenia. Do spiral tych dolutowane są dławiki 10 zw. DNE 0,5 na $D_w = 5$ mm, $l = 6$ mm. Linia katodowa L_1: CuAg1,5, $l = 60$ jest dolutowana do dwóch trymerów rurkowych ceramicznych. Kondensator C_3 jest ceramiczny rurkowy. Do strojenia obwodu anodowego służy kondensator C_5 złożony z płytki ∅ 40 przylutowanej prostopadle do L_2 i drugiej przylutowanej do końca śruby przechodzącej przez nakrętkę w ściance bocznej. Można w tym przypadku posłużyć się rozwiązaniem zastosowanym przez DJ2PU (6.3.3.3) lub jeszcze lepiej — płytką odchylaną (p. rys. 6.26b). Aby uniknąć zwarcia należy ograniczyć ruch elektrody ruchomej lub nakleić na nią płatek miki. Zasilacz i układ polaryzacji mieszczą się w odrębnej obudowie. Sposób dołączenia dmuchawy do obudowy zależy od konstrukcji dmuchawy i inwencji konstruktora.





6.40. Zależność parametrów lamp 4X150A i 4CX150B od częstotliwości

a — wzmocnienie, b — moc doprowadzona prądu stałego P_0 i wyjściowa w.cz. P_L

6.3.3.6 Wzmacniacz wielkiej mocy wg DC8NR

Wzmacniacze wielkiej mocy (QRO) są budowane z zastosowaniem popularnych tetrod rodziny 4X150, 4CX250 z wymuszonym chłodzeniem. Są one w stanie dostarczyć mocy wyjściowej zależnej od częstotliwości (rys. 6.40b) i wzmocnienia jak na rys. 6.40a. Lampy pracują tu w układzie o podstawie katodowej dając wzmocnienie większe co najmniej o 3 dB niż triody typu 2C39. Umożliwia to przy tej samej mocy drajwera uzyskanie ponad 2-krotnie większej mocy w.cz. Nowe odmiany tych lamp (np. 4KC16014, 8873) oddają ciepło do radiatora, podobnie jak tranzystory przez dobrze przewodzącą ciepłą podkładkę z tlenku berylu (uwaga: trujący!). Zwiększa to pojemność anody tylko o 6÷10 pF [35]. Sprawność wzmacniaczy z tetrodami rodziny 4X150 i 4CX250 jest znacznie większa niż podwójnych tetrod z liniami symetrycznymi, np. QQE06/40. DJ3QC wskazuje [33] na to, że należy rozróżniać sprawność lampy podawaną przez producenta w katalogu od sprawności wzmacniacza z tą lampą. Ta druga sprawność jest często o połowę mniejsza w wyniku strat w obwodach, złączach oraz na skutek wypromieniowania energii elektromagnetycznej przez obwody.

Wzmacniacze QRO są budowane według dwóch koncepcji obwodu anodowego, jako współosiowe i z linią paskową. Dawniej najczęściej stosowano obwody ćwierćfalowe, obecnie stosuje się obwody półfalowe, gdyż odpada potrzeba wykonywania kłopotliwego kondensatora blokującego oraz nie występuje nieciągłość w miejscu brzuśca prądu. W miejscach zwarcia linii ćwierćfalowej płyną bardzo duże prądy. Na przykład przy $Z_0 = 50\ \Omega$, $Q = 12$, $P = 500$ W prąd w miejscu zwarcia wynosi $I_s = 40$ A. Dlatego też w tych miejscach styki powinny być bardzo dobre, a ilość źle przewodzącego lutu jak najmniejsza. Także styki ekranów i ścieżek obudowy muszą być bardzo dobre, bo płyną tam również znaczne prądy. Problemy konstrukcyjne w tych wzmacniaczach są podobne do opisanych wcześniej przy opisie wzmacniaczy z lampami 2C39, lecz dochodzi tu sprawa wyższych napięć (do 2500 V), większych prądów, lepszego chłodzenia i szczelności elektromagnetycznej obudowy. Natężenie pola elektromagnetycznego wewnątrz obudowy wzmacniacza jest tak duże, że gorsze materiały dielektryczne silnie się nagrzewają, np. żyłka nylonowa topi się, zaś prądy wirowe ograniczają stosowanie materiałów o gorszej przewodności, takich jak na przykład nie srebrzone wkręty stalowe, a nawet kadmowane [37].

Przy tych mocach szczelność elektromagnetyczna obudowy istotna jest ze względów zdrowotnych, gdyż wyciekające silne pole elektromagnetyczne przez szczeliny w obudowie będzie silnie napromieniowywało operatora. Dotyczy to zarówno obudowy, jak i złączy i kabli. Przebywanie w pobliżu otwartego wzmacniacza lub przy antenie przy tych mocach może spowodować przegrzanie siatkówki oka i inne schorzenia wywoływane napromieniowaniem.

Pierwsze konstrukcje z obwodami współosiowymi zakładały przedmuchiwanie powietrza chłodzącego rurowym obwodem anodowym, dalej przez anodę, podstawkę i otoczenie katody, lub w kierunku przeciwnym. Wymagały one wielu robót tokarskich i ślusarskich oraz wydajnego wentylatora ze względu na duże

opory aerodynamiczne. Konstrukcje takie są opisane przez DJ3QC w [33] i [34] oraz przez innych autorów (rozdz. III [10, 18, 25, 27]).

W opisanym dalej wzmacniaczu (wg BC8NR [35]) problem ten rozwiązano inaczej. Powietrze chłodzi zewnętrznie obwód anodowy wykonany z rury miedzianej lub aluminiowej, przy czym niewielka jego część przechodzi do okolic przyłącza katody. Opory aerodynamiczne są znacznie mniejsze i przez to wentylator może być mniejszy.

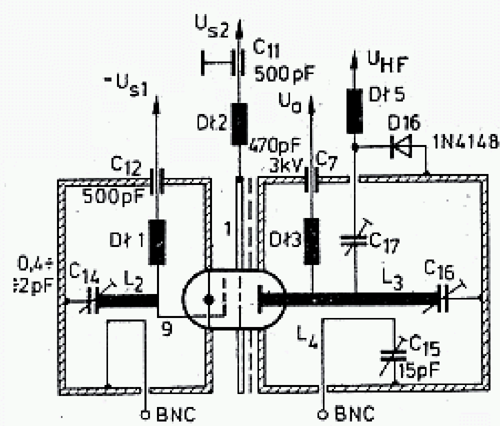
Na rysunku 6.41a pokazano schemat wzmacniacza zbudowanego na lampach 4X150 lub 4CX250, gdyż obie lampy mają te same gabaryty i przyłącza. Różnica między tymi lampami polega przede wszystkim na tym, że lampa 4X150 ma izolację szklaną ($t_{a\,max} = 200°C$, $P_a = 150$ W), a lampa 4CX250 ma izolację ceramiczną ($t_{a\,max} = 250°C$, $P_a = 250$ W).

Obwody: anodowy L_3 i siatkowy L_2 są liniami półfalowymi skróconymi i dostrojonymi na końcach małymi kondensatorami. Dławik *Dł1* dostarcza ujemnego napięcia polaryzacji dla siatki sterującej S_1, o wartości: $U_{s1} = -55$ V w klasie AB i $U_{s1} = -90$ V w klasie C. Ponieważ pojemność wejściowa lampy wynosi 16,5 pF, więc węzeł napięcia na linii półfalowej L_2 znajduje się wewnątrz lampy. Z tych powodów dławik *Dł1* dołącza się do zacisku siatkowego. Sygnał sterujący z wejścia BNC jest sprzęgnięty z linią L_2 za pomocą pętli L_1. Można także zastosować sprzężenia pojemnościowe (8 pF) bezpośrednio z zaciskiem siatkowym S_1.

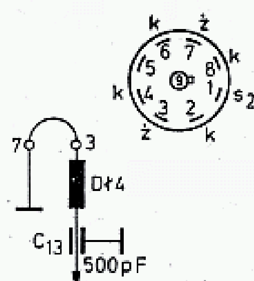
Siatka ekranowa S_2 jest zablokowana do masy kondensatorem wbudowanym bezpośrednio w specjalnej podstawce lampowej. Przy pracy w klasie AB_1 siatka ta uzyskuje napięcie $U_{s2} = +350$ V przez dławik *Dł2*. Przy silnym wysterowaniu prąd siatki ekranowej $I_{s2} = 8$ mA, przy słabym spada do zera lub może nawet odwrócić kierunek. Dla lampy szczególnie groźny jest przypadek utrzymania napięcia U_{s2} przy zaniku napięcia anodowego U_a, gdyż wtedy prąd siatki drugiej osiąga bardzo duże wartości. Zapobiega się temu stosując w torze zasilania U_{s2} ogranicznik prądu (do 30 mA) w postaci dużego rezystora szeregowego. Napięcie żarzenia przy pracy w klasie AB_1 wynosi 6 V. Jest ono podawane przez dławik *Dł4*. Przy pracy CW napięcie to można nieco obniżyć. Napięcie anodowe i siatki drugiej może być włączone dopiero po 1. minutowym wygrzewaniu lampy.

Półfalowy obwód anodowy jest zasilany przez dławik *Dł3* i strojony kondensatorem C_{16}. Wzmocniony sygnał w.cz. jest odbierany przez pętlę L_4, umieszczoną w pobliżu strzałki prądu w linii L_3. Pojemność C_{15} kompensuje indukcyjność L_4. Obwód anody L_3 jest wykonany jako rura, a kondensator C_{16} jest tulejką metalową wprowadzaną do wnętrza rury bez stykania się z nią. Linia L_3 wraz z obudową o wymiarach jak na rys. 6.41b tworzy obwód współosiowy o impedancji $Z_0 = 55\,\Omega$. Obwód ten ma dwukrotnie mniejsze pasmo B_3 niż miałaby linia ćwierćfalowa. Wszystkie dławiki są wykonane z drutu DNE o długości $\lambda/4$ (172 mm), przy czym *Dł1*, *Dł2* i *Dł5*: ∅ 0,3 na $D_w = 3$ mm; *Dł3*: ∅ 0,8 na $D_w = 7$ mm; *Dł4*: ∅ 0,8 na $D_w = 4$ mm.

Konstrukcję wzmacniacza pokazano na rys. 5.41b. Najpierw wygina się korytko 100×100×245 z blachy mosiężnej 1 mm (lepiej z miedzianej) i dolutowuje dwa boki, jeden z otworem ∅ 56 pod podstawką lampową, drugi z gniazdem na śrubę regulacyjną kondensatora C_{16} i licznymi otworami ∅ 6 na odpływ powietrza

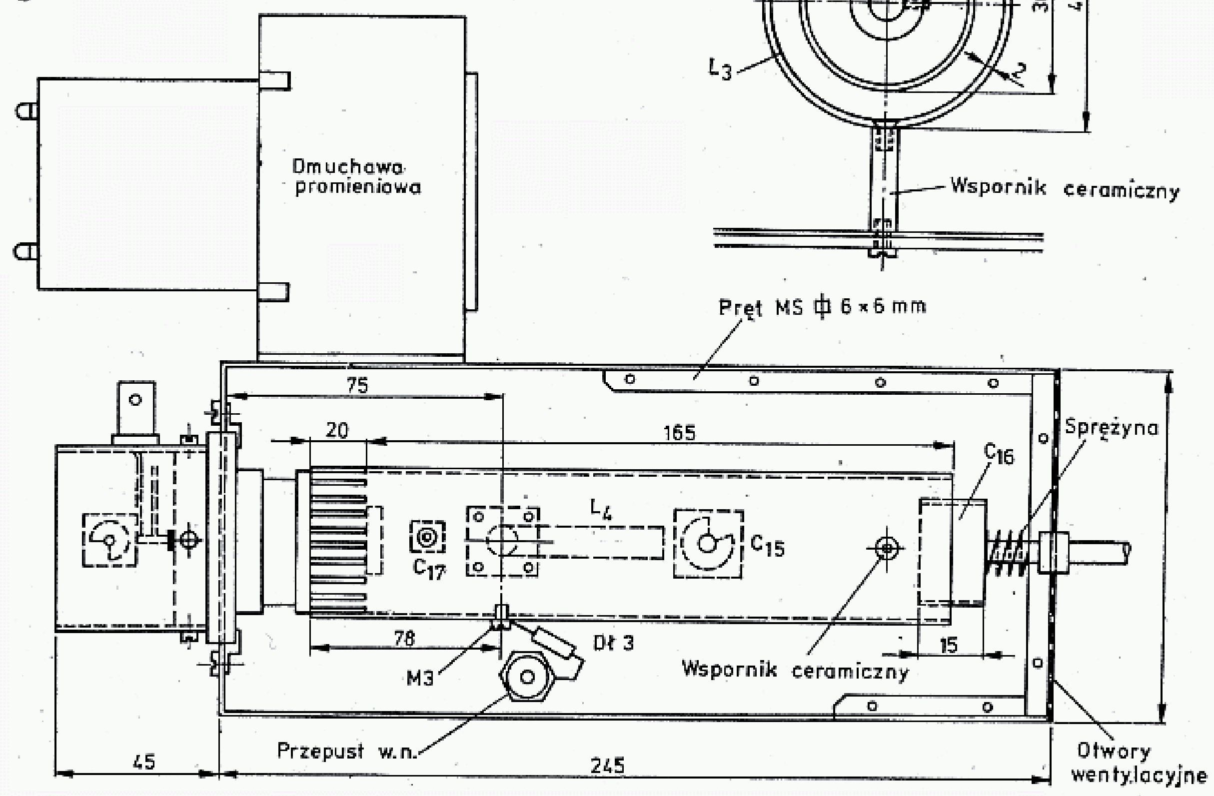


U_{s2}
C_{11}
500pF
U_{HF}
$-U_{s1}$
U_a
Dł5
Dł2
D16
470pF
1N4148
C_{12}
3kV
C_7
500pF
1
Dł 1
Dł3
C_{17}
0,4÷
÷2pF
C_{14}
L_2
L_3
C_{16}
9
L_4
C_{15}
15pF
BNC
BNC

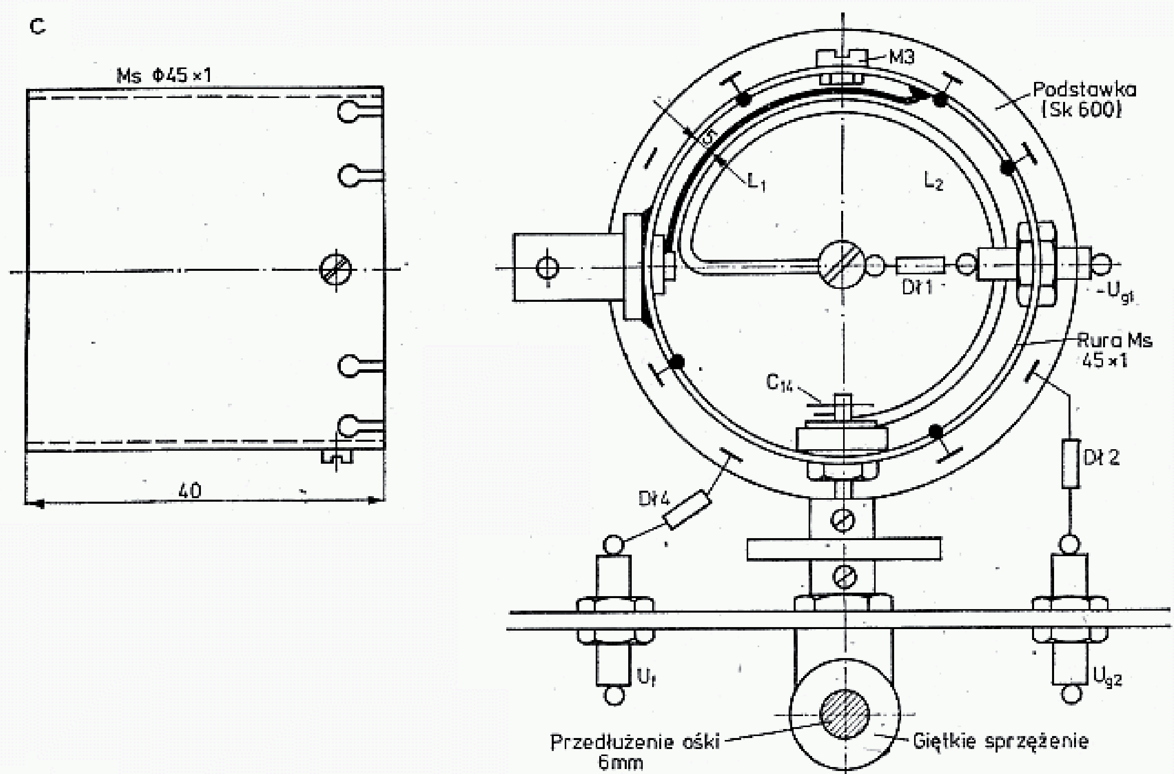


k
ż
k
k
s_2
ż
k
7
3
Dł4
C_{13}
500pF

b

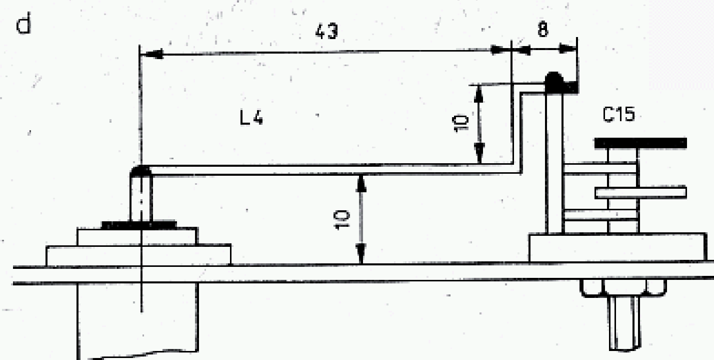


C_{16}
l=15mm
30
44
2
L_3
Wspornik ceramiczny
Dmuchawa promieniowa
Pręt MS ф 6×6 mm
75
20
165
Sprężyna
C_{16}
L_4
C_{17}
C_{15}
78
Dł 3
15
M3
Wspornik ceramiczny
Przepust w.n.
45
245
Otwory wentylacyjne

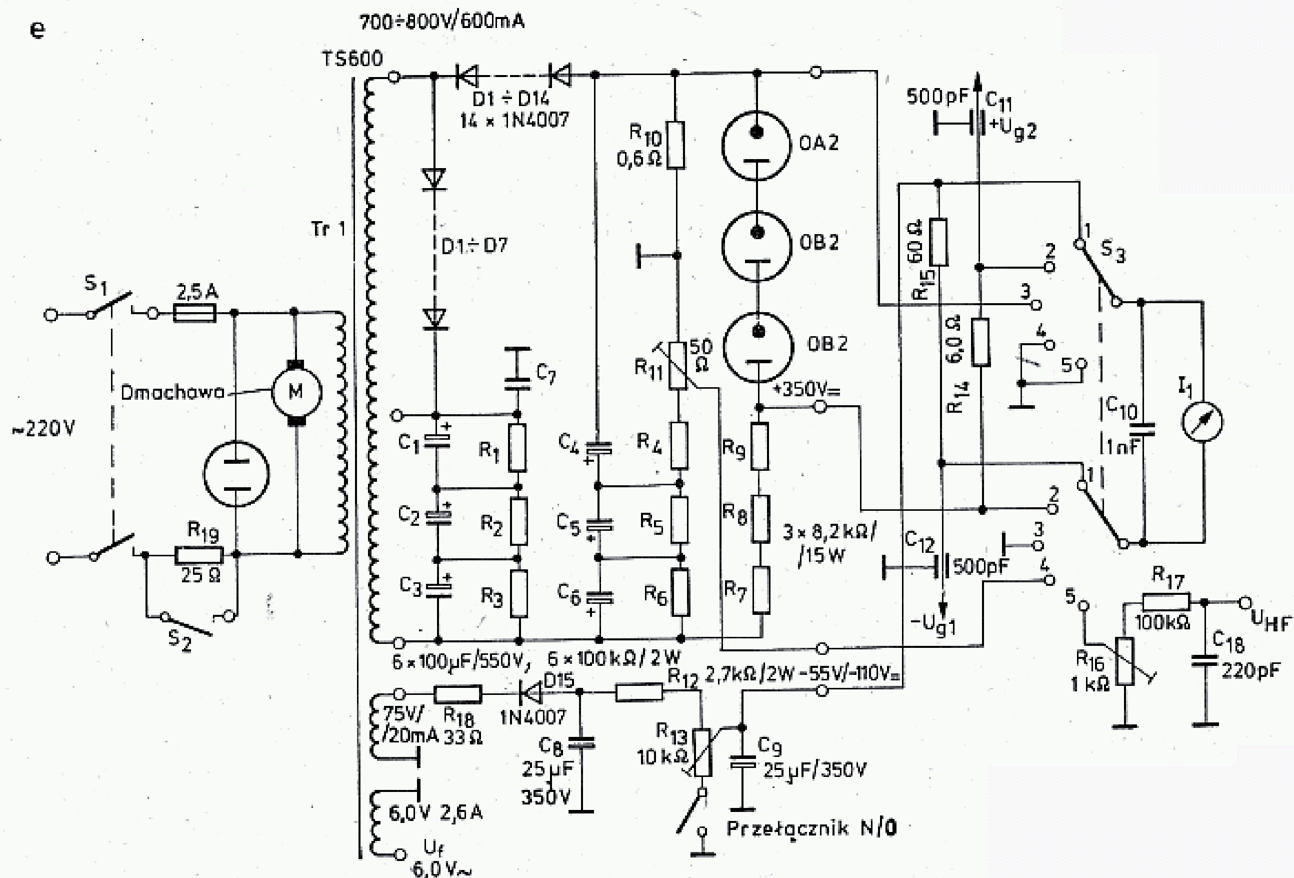


c
Ms Φ45×1
40
M3
Podstawka (Sk 600)
L_1
L_2
Dł1
$-U_{g1}$
Rura Ms 45×1
C_{14}
Dł 2
Dł4
U_f
U_{g2}
Przedłużenie ośki 6mm
Giętkie sprzężenie

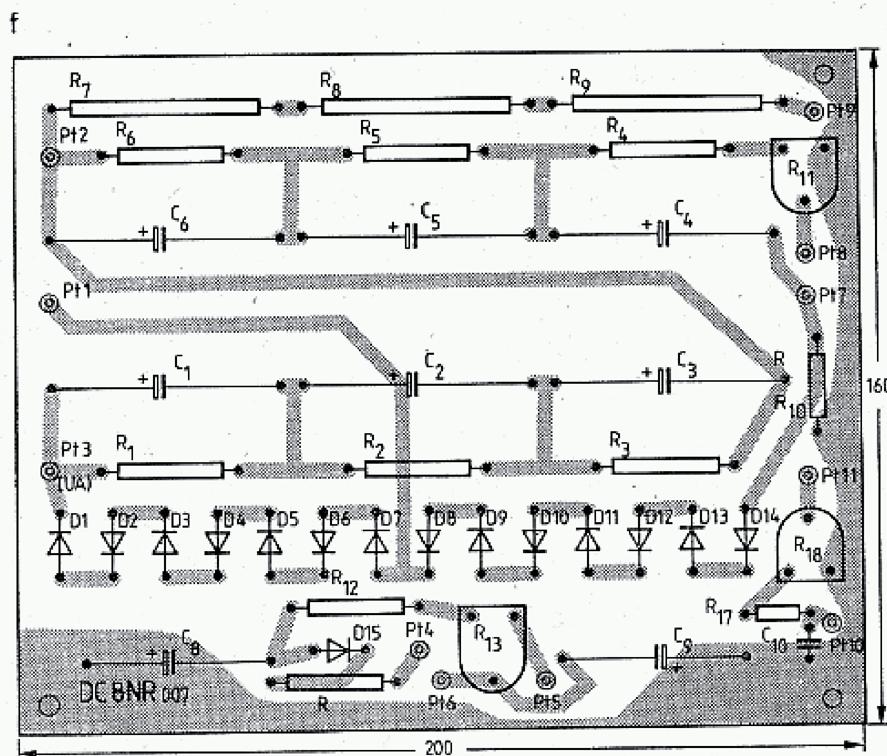
d



e



f



6.41. Wzmacniacz QRO wg DC8NR

a — schemat elektryczny, b — widok obwodu anodowego, c — widok obwodu siatkowego, d — pętla sprzęgajaca, e — schemat zasilacza, f — płytka z elementami zasilacza

chłodzącego. Korytko jest zakończone prętem o przekroju kwadratowym 6×6, do którego mocowana jest pokrywa za pomocą dostatecznie dużej ilości wkrętów. Linia wewnętrzna obwodu anodowego jest wykonana z rury miedzianej $D_w = 44$ mm, $l = 185$ mm. Rura mosiężna przy zastosowanym sposobie chłodzenia jest mniej odpowiednia, gdyż gorzej przewodzi ciepło, można natomiast stosować rurę aluminiową, pod warunkiem jej dobrego styku z anodą. Przewodność cieplna λ [W/K · cm] wynosi: dla Cu = 3,8, dla Al = 2,1 i dla mosiądzu = 1,1.

Końce rury są nacięte tak, by po dogięciu ściśle przylegały do anody, która ma średnicę 41,2 mm. Rurę aluminiową należy w tym miejscu zacisnąć opaską mosiężną. Ruda anodowa jest podparta na drugim końcu wspornikiem ceramicznym. Prosta konstrukcja ułatwia ewentualną wymianę lampy. W trymerze anodowym C_{16} ruchomą elektrodą-tulejką jest aluminiowa gałka o średnicy 30, długości 15 mm, nałożona na pręt o długości 48 mm, na którym nacięto gwint drobnozwojowy M6. Lepsza od gałki jest jednak tulejka z dużym otworem wewnętrznym, gdyż ułatwia to przepływ części powietrza także wnętrzem rury. Można także zastosować strojenie kondensatorem dołączonym z boku rury, przy czym w tym przypadku opłaca się zastosować kondensator odchylany, opisany już w poprzednich konstrukcjach (rys. 6.24 i 6.26).

Ważne jest utrzymanie pełnej symetrii układu, gdyż w przeciwnym wypadku sprawność obniża się. Obwód siatkowy (rys. 6.41c) składa się z linii 3/4 zwoju i przyłącza z drutu CuAg2, $l = 90$ cm, pętla sprzęgająca L_1 ma 1/4 zwoju CuAg1. Trymer C_{14} ma pojemność maksymalną 2 pF i nie może jej przekraczać. Należy stosować adaptowany trymer powietrzny, w którym wycięto część płytek. Trymer jest obracany przez przekładnię kątową, lecz przy innym jego usytuowaniu można by go obracać wprost, stosując przedłużacz z materiału dielektrycznego. Cewka L_2 tworzy rodzaj obwodu helikalnego i dlatego obudowa z rury mosiężnej 45×1 o długości 40 mm musi dokładnie przylegać do pierścienia podstawki. Jest ona więc przykręcona w 4 miejscach śrubami M3, dla których nakrętki są wlutowane w odpowiednich miejscach podstawy. Wyprowadzenia katody są połączone krótkimi odcinkami drutu od wewnętrznej strony oprawki.

Pętla sprzęgająca L_4 jest umieszczona pod linią anodową L_3, a jej wymiary podano na rys. 6.41d. Na końcu linii anodowej można także zastosować sprzężenie pojemnościowe za pomocą kondensatora odchylnego. Sposób ten podany jest w następnym opisie. Typowy układ chłodzenia lampy [33, 34] przewiduje wtłaczanie powietrza od strony katody, gdyż wymaga ona także chłodzenia. Powietrze to przechodzi następnie przez podstawkę, kominek ceramiczny i przez wnętrze radiatora anodowego. Przy stracie mocy anodowej $P_a = 250$ W wymaga to 0,6 m^3/min przy ciśnieniu 1,6 mbara (16 mm słupa wody). Przy stłumieniu wlotu i wylotu powietrza potrzebne jest większe ciśnienie, z czym wiąże się potrzeba mocniejszej dmuchawy (promieniowa), zaś wentylator (osiowy) nie będzie tu już przydatny. W opisanym wzmacniaczu DC8NR zastosował wentylator osiowy zbudowany z boku na wysokości anody. Strumień powietrza przechodzi wzdłuż rury anodowej z zewnątrz oraz częściowo przez podstawkę do obwodu katody.

Kominek ceramiczny, trudny do zdobycia, jest w tym układzie zbędny. Wentylator o wymiarach 88×88×50 wystarcza do chłodzenia lampy przy pracy

SSB z mocą p_0 = 500 W. Przy pracy CW i FM konieczna jest dmuchawa promieniowa, która jednak zajmuje więcej miejsca. Otwór wejściowy powietrza jest ekranowany siatką mosiężną o oczkach 5 mm, przylutowaną do obudowy od wewnątrz.

Zasilacz sieciowy dla pracy liniowej wzmacniacza musi dostarczać napięcia anodowego 1500÷2000 V. Uzyskuje się je z typowego transformatora z uzwojeniem wtórnym 2×360 V, do którego dołączono prostownik z podwajaniem napięcia w układzie Delona. Napięcie dla siatki S_2, wynoszące +350 V powinno być także stabilizowane (rys. 6.41e). Uzyskuje się je z dzielnika $R_{7,8,9}$ oraz stabilitronów gazowych OA2 i OB2. W przypadku zaniku napięcia anodowego siatka S_2 przejmuje rolę anody i płynie przez nią duży prąd. Dopuszczalna moc strat na siatce S_2 wynosi 12 W, czemu odpowiada prąd I_{s2max} = 34 mA. Odpowiednio duże wartości rezystancji R_{7-9} powodują ograniczenie tego prądu w stanie awaryjnym. Napięcie polaryzujące siatkę sterującą przy pracy liniowej (SSB) wynosi U_{s1} = −55 V dla U_{s2} = +350 V, zaś dla pracy CW/FM U_{s1} = −90 V przy U_{s2} = +250 V. W czasie odbioru styk przekaźnika N/O *PT5* jest otwarty i U_{s1} = −110 V, co całkowicie blokuje lampę.

Przy pracy liniowej i napięciu anodowym mniejszym od 1500 V należy obniżyć napięcie ekranu do U_{s2} = +250÷300 V.

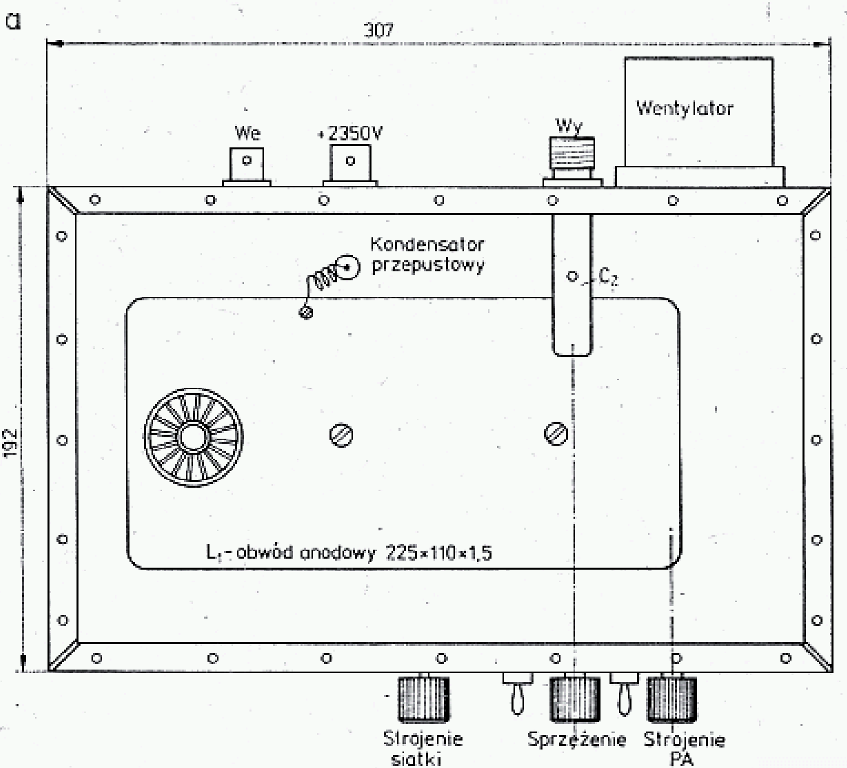
Obraz płytki zasilacza pokazano na rys. 6.41f.

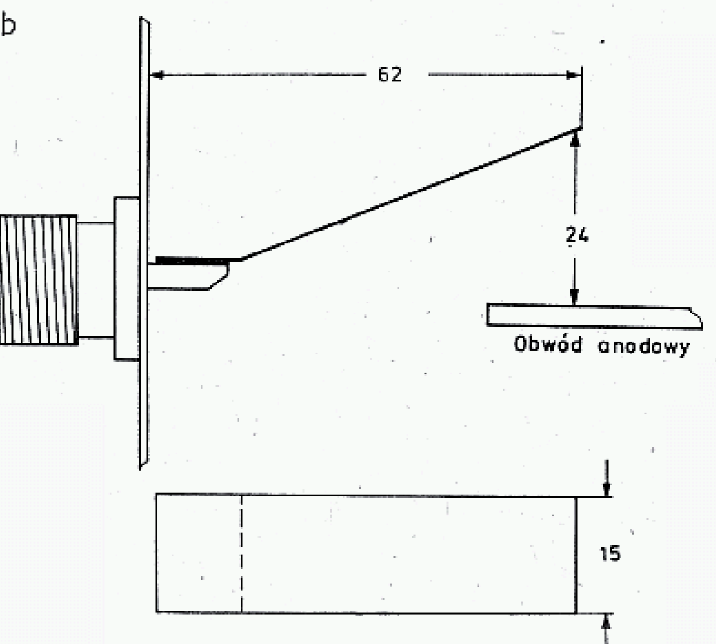
Pomiary parametrów wzmacniacza dały następujące wyniki: (średnia z badania kilku egzemplarzy lamp) dla U_a = 1700 V: wzmocnienie G = 15 dB, moc wyjściowa P_{wy} = 200 W, prąd anodowy I_a = 295 mA, sprawność anodowa η = = 40%, moc sterująca P_{we} = 6,5 W, prąd ekranu I_{s2} = 8 mA, prąd siarki sterującej I_{s1} = 0,5 mA. Odstęp produktów intermodulacyjnych 3. rzędu w pracy liniowej dla 4CX250B przy pełnym wysterowaniu wynosi 20÷25 dB (lampa 2C39 ma 25÷30 dB).

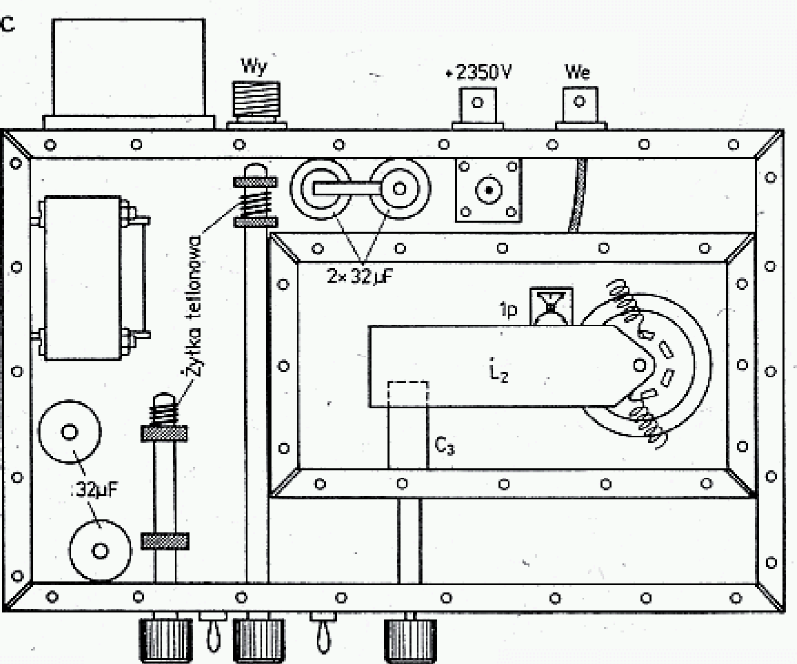
6.3.3.7 Wzmacniacz dużej mocy dla częstotliwości 432 MHz wg DL7YC

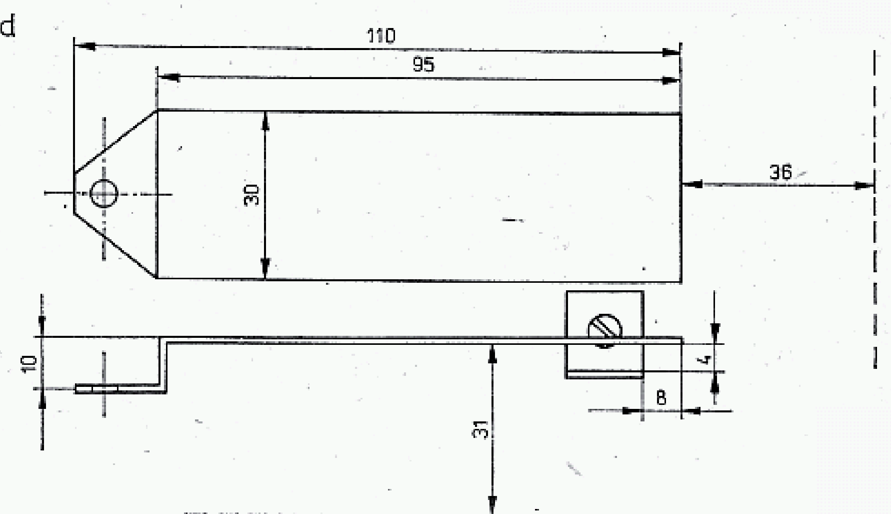
Wzmacniacz ten, opisany przez DL7YC w [36], jest oparty na koncepcji wzmacniacza K1RIW, lecz jest jeszcze bardziej uproszczony. We wzmacniaczu wg K1RIW, dla uzyskania dopuszczalnej w USA mocy P_0 = 1 kW są dwie połączone równolegle lampy, podobnie jak w układzie z rys. 6.26. W opisywanym wzmacniaczu DL7YC zastosował jedną lampę z rodziny 4X150A, 4X250B, które mają przy parametrach U_a = 2350 V, $I_{a\,max}$ = 450 mA, U_{s2} = 385 V, I_{s2} = 10 mA, U_{s1} = −50 V przy I_{s1} = 3 mA dla SSB i −90 V i 20 mA dla CW moc wyjściową w.cz. P_{wy} = 500 W przy zysku 14 dB, lub 250 W przy zysku 18 dB. Moc wyjściowa zależy od wysterowania. Współczynnik *WFS* na wejściu lamp wynosi 1,2, dopuszczalna temperatura wychodzącego powietrza wynosi 80°C.

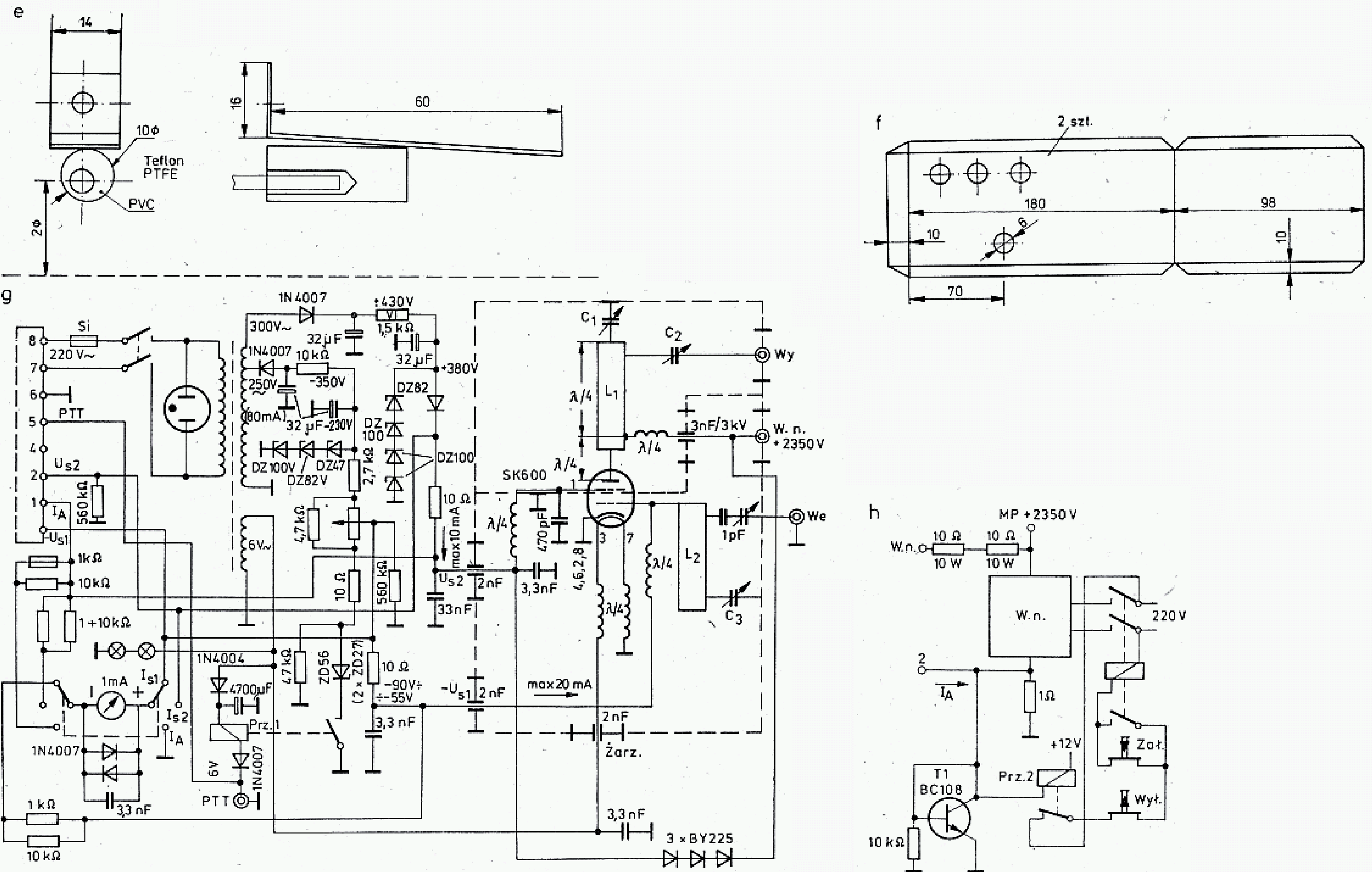
Obudowa wzmacniacza składa się z dwóch ram aluminiowych o wymiarach zewnętrznych każdej 307×192×76 mm i z płyty rozdzielającej 307×192 mm. Płyta rozdzielająca jest przynitowana do górnej ramy, przy czym główki nitów wystają do dołu określając wymiar szczeliny wentylacyjnej. Rama górna zawiera obwód anodowy. Do niej przymocowana jest za pomocą śrub rama dolna, zawierająca obwód siatkowy. Między ramami utworzona jest szczelina o szerokości około


a
307
192
We
+2350V
Wy
Wentylator
Kondensator przepustowy
C_2
L_1 - obwód anodowy 225×110×1,5
Strojenie siatki
Sprzężenie
Strojenie PA


b
62
24
Obwód anodowy
15


c
Wy
+2350V
We
Żyłka teflonowa
2×32μF
1p
L_2
C_3
32μF


d
110
95
30
36
10
8
31



6.42. Wzmacniacz 500 W, wg DL7YC

a — widok obwodu anodowego i kondensatora sprzęgającego z wyjściem, b — wymiary kondensatora sprzęgającego z wyjściem, c — widok obwodu siatkowego i zasilacza siatkowego, d — wymiary obwodu siatkowego, e — kondensator odchylania obwodu siatkowego, f — obudowa obwodu siatkowego, g — schemat wzmacniacza oraz zasilacza, obwodu siatkowego, h — układ sterowania i blokady obwodu anodowego

1 mm. Podstawa lampy mocowana jest w płycie rozdzielającej (rys. 6.42a). Skrócony półfalowy obwód anodowy zajmuje prawie całą przestrzeń. Jest on wykonany z dwustronnego laminatu szklano-epoksydowego o wymiarach 225×110×1,5 z zaokrąglonymi narożami. Zastosowanie w tym miejscu blachy miedzianej ze względu na poprawienie chłodzenia jest jak najbardziej wskazane.

Obwód ten od strony anody ma otwór ∅ 45, służący do założenia zacisku grzebieniowego anody (ang.: *finger stock*). Na rysunkach widać miejsca dolutowania dławika zasilającego obwód anodowy. Na drugim końcu linia jest strojona kondensatorem odchylnym (ang.: *flapper* — packa na muchy). Składa się on z kawałka blachy z brązu berylowego, przymocowanej do ścianki, podnoszonej i opuszczanej za pomocą żyłki teflonowej nawijanej na ośkę obracaną gałką. Żyłkę teflonową uzyskuje się z przewodu izolowanego teflonem po wyjęciu drutu. Żyłka nylonowa nie może być stosowana, gdyż ulega stopieniu pod wpływem pola w.cz. Praktyka wykazała, że nie ma potrzeby regulacji kondensatora wyjściowego sprzęgającego obwód anodowy z gniazdem wyjściowym, jeśli dotrzymane będą wymiary pokazane na rys. 6.42b, zapewniające maksymalne obciążenie obwodu. Z powodu dużej dobroci, strojenie obwodu anodowego jest dość trudne.

W obwodzie siatkowym, zamkniętym w dodatkowej obudowie (rys. 6.42c) stosowany jest także obwód półfalowy (rys. 6.42d). Znaczna część tego obwodu jest tworzona przez elektrodę siatkową i dlatego napięcie polaryzacji podawane jest przez dławik dołączony bezpośrednio do podstawki. Obwód siatkowy jest także dostrajany kondensatorem odchylnym, lecz jego ruchoma płytka, przymocowana jednym końcem do chassis jest odchylana wałkiem teflonowym nałożonym acentrycznie na ośkę obracaną gałką (rys. 6.42e). Obwód siatkowy, wykonany z taśmy miedzianej, jest mocowany w jednym miejscu do podstawki lampy do zacisku S_1 (środkowy). Wymiary obwodu siatkowego i kondensatora dostrojczego muszą być dotrzymane. Krótki kawałek kabla współosiowego RG58 łączy gniazdo wejściowe sterujące z trymerem o małej pojemności, dolutowanym do linii siatkowej. Ekran kabla, po przepuszczeniu przez ściankę obudowy obwodu siatkowego (rys. 6.42f) jest dolutowany do skróconej końcówki lutowniczej połączonej od wewnątrz ze ścianką (rys. 6.42c). Pozostała przestrzeń w dolnej ramie zajęta jest przez zasilacz sieciowy dla obu siatek, układ zabezpieczenia i układ pomiarowy (rys. 6.42g). Podane wartości odnoszą się do transformatora o napięciu 300, względnie 250 V. Przy innych napięciach wartości elementów należy odpowiednio zmienić.

W przypadku zaniku napięcia anodowego anoda jest automatycznie połączona przez łańcuch diod 3×BY225 z napięciem na siatce S_2. Powiększony pobór prądu jest ograniczany przez zasilacz siatki S_2 do 40 mA i obciążenie S_2 nie przekroczy 6 W, także przy pełnym wysterowaniu siatki S_1.

Kondensatory wbudowane firmowo w podstawce dla siatki S_2 powinny mieć pojemność wynoszącą co najmniej 2 nF (nie wszystkie podstawki go mają). Szczególną uwagę należy zwrócić na sprawy chłodzenia. Górna część lampy — wylot z radiatora anodowego jest otoczony kominkiem ze zwiniętego teflonu, dochodzącym do górnej pokrywy, w której wykonano otwór zaekranowany siatką metalową. Górna pokrywa jest szczelnie dociskana do ramy wkrętami w ilości 2×8+2×5 (rys. 6.42a). Powietrze z dmuchawy, wprowadzane przez otwór ∅ 60 w górnej ramie

najpierw chłodzi obwód anodowy, a potem dostaje się od dołu do radiatora anodowego i wychodzi górą przez kominek teflonowy na zewnątrz.

Część z tego powietrza przenika przez podstawkę chłodząc nóżki lampy i obwód siatkowy i wydostaje się szczeliną o grubości 1 mm na zewnątrz. Przy pracy CW ustawia się napięcie $U_{s1} = -90$ V (co odpowiada pracy w klasie B). Jest to kompromis między największą sprawnością (klasa C) i minimum mocy sterującej (klasa AB). Przy pracy SSB ustawia się prąd spoczynkowy $I_{a0} = 80$ mA, co daje większe wzmocnienie. W obu przypadkach uzyskuje się moc wyjściową $P_{wy} = 500$ W. Przy dłuższej pracy temperatura powietrza na wylocie nie powinna przekraczać 80°C.

Zasilacz sieciowy można wykonać w sposób konwencjonalny, kierując się poprzednio podanymi opisami. Rezystor 1 Ω/1 W w przewodzie minusa służy do pomiaru prądu katodowego, a po przekroczeniu wartości 600 mA uruchamia blokadę, która wyłącza stycznik włączający transformator *w.n.* Jest to konieczne aby uniknąć przebić w lampie przy przeciążeniu.

Opisaną zasadę konstrukcyjną wg K1RIW wykorzystano także we wzmacniaczu 2 kW PEP z triodą 8938 EIMAC, opisanym przez W3HMU [37]. We wzmacniaczu tym dla $U_a = 2200$ V i $U_{s1} = -27$ V (dioda Zenera w katodzie) prąd spoczynkowy wynosi $I_{a0} = 50$—70 mA, a przy gwizdnięciu do mikrofonu lub po naciśnięciu klucza (CW) rośnie do 800 mA, dając moc doprowadzoną $p_0 = 1760$ W i wyjściową $P_{wy} = 1000$ W. Wzmacniacz pracuje w klasie AB i przekracza dopuszczalną moc w SP. Jest on stosowany do łączności EME i FAI.

Opisane wzmacniacze, po odpowiednich adaptacjach muszą być wykonane także przy zastosowaniu lamp LD7 (GI 7b), dla których $P_a = 350$ W, $f_{max} = 1{,}7$ GHz lub LD12 (GI12b) $P_a = 80$ W z chłodzeniem, 20 W bez chłodzenia i $f_{max} = 3{,}3$ GHz.

6.4 Urządzenia dla pasma 1296 MHz

We współczesnych urządzeniach nadawczych dla pasma 1296 MHz moce do 1 W uzyskuje się we wzmacniaczach tranzystorowych, zaś moce większe w lampowych. Dominuje tu lampa 2C39, lecz możliwe są także układy z GI7B i GI12B. Wcześniejsze konstrukcje przewidywały pracę tylko CW lub FM, a także AM. Stosowane więc były powszechnie potrajacze waraktorowe lub lampowe, po których dodawano czasami jeszcze jeden stopień lampowy. Potrajacze lampowe różnią się od wzmacniaczy tylko obwodem siatkowym, który jest nastrajany na częstotliwość 432 MHz. Potrajacze wymagają silniejszego sygnału sterującego, gdyż pracują w klasie C. Dla pracy z modulacją SSB stosuje się mieszanie sygnału na małym poziomie mocy i następnie jego wzmacnianie, albo mieszacze mocy, po których stosowane są tylko rozbudowane układy filtrujące. Wśród omówionych urządzeń pokazano kilka wskazujących na możliwości wykonania urządzenia nadawczego dla pasma 1296 MHz.

Dł1 – 1 zw. CuAg 0,5 D = 3 mm
Dł2 – 1 zw. CuAg 0,8 D = 4 mm

6.43. Transwerter 1296 MHz, wg PAØLPE

RFC1 — 1 zw. CuAg 0,5; *D* = 3 mm, RFC2 — 1 zw. CuAg 0,8; *D* = 4 mm

6.4.1 Wzmacniacze tranzystorowe i konwertery nadawcze

Nowoczesną wersję transwertera opisuje PAØLPE w DUBUS 1/85 V-38. Wykonano ich już ponad 300 sztuk uzyskując dużą reproduktywność. Transwerter dostarcza mocy 1,8÷2 W dla częstotliwości 1296 MHz, tłumienie sygnałów niepożądanych wynosi 60 dB, częstotliwość pośrednia wynosi 144÷146 MHz. Wykonano go na laminacie dwustronnym. Elementy są montowane od strony masy z drukiem pod spodem, z wyjątkiem stopnia końcowego (mocy).

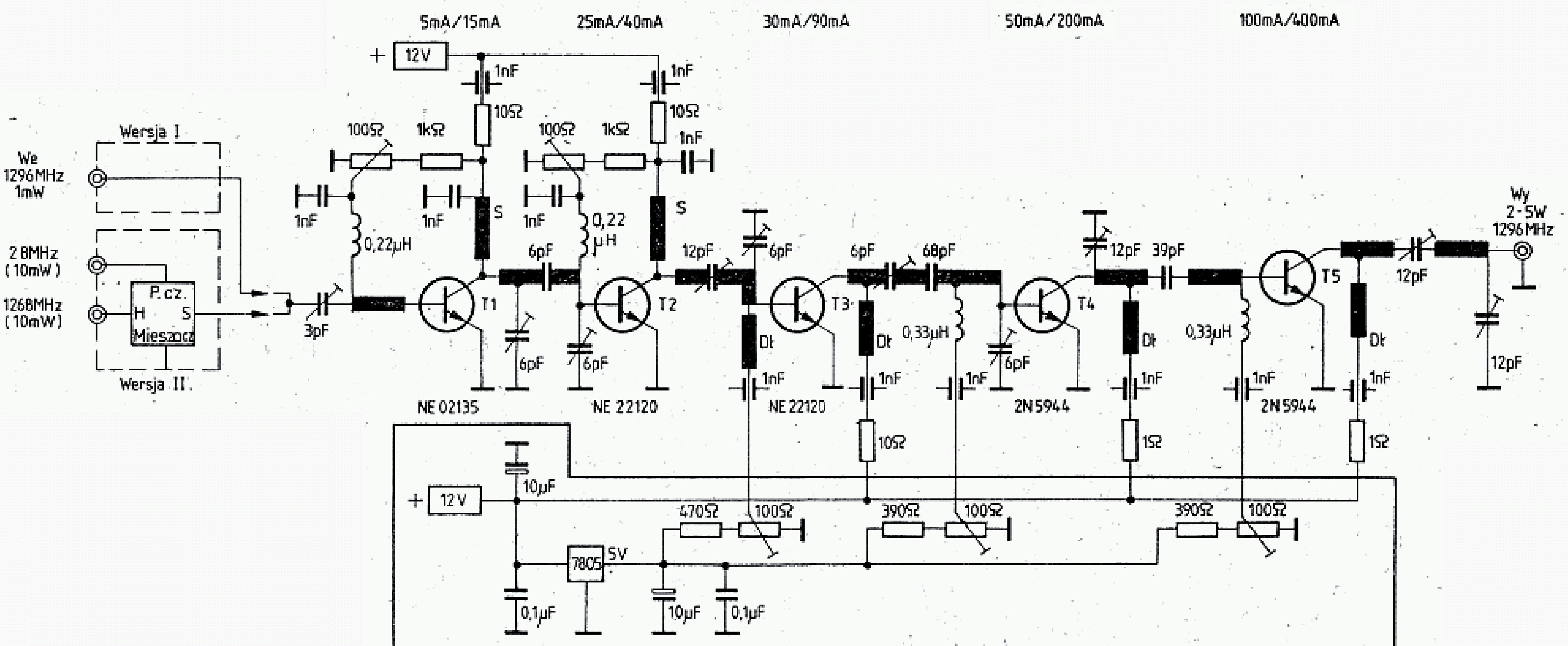
Na rysunku 6.43a pokazano układ wzmacniacza antenowego. Tranzystor *T1* – BFR91 należy dobrać na najmniejsze szumy i tak go dostrajać. Tranzystory *T2* i *T3* dobiera się ze względu na największe wzmocnienie. Na rysunku 6.43b pokazano mieszacz i wstępny wzmacniacz w torze nadawczym. Mieszacz nadawczy i odbiorczy jest wykonany jako mieszacz parametryczny na jednym tranzystorze *T1*-BFR96. Wejście jest sterowane heterodyną 1152 MHz z rys. 5.57b. Na wyjściu dołączony jest obwód dostrojony do częstotliwości 1296 MHz oraz obwód 144 MHz silnie stłumiony rezystorem 82 Ω. Cewka tego obwodu spełnia rolę dławika przy częstotliwości 1296 MHz.

Przełączanie N/O jest w tym miejscu niepotrzebne. Natomiast potrzebny jest dobry przekaźnik antenowy, dający izolację większą niż wynosi skuteczne wzmocnienie całego łańcucha wzmacniaczy toru odbiorczego i nadawczego. W czasie nadawania do kolektora *T1* BFR91 z transiwera o częstotliwości 144 MHz należy doprowadzić moc 30÷50 mW dla sygnału o częstotliwości 144 MHz. Nadmierna moc powoduje szybki wzrost poziomu harmonicznych, mniejsza zaś spadek mocy wyjściowej. Na wyjściu trzystopniowego wzmacniacza otrzymuje się moc 150÷200 mW na częstotliwości 1296 MHz. Kondensatory 2,7 pF, oznaczone gwiazdką, są montowane w odległości 8÷12 mm nad płytką, tworząc wraz z doprowadzeniami obwody rezonansowe. Przy strojeniu najpierw należy dostrajać cały wzmacniacz do częstotliwości 1152 MHz przy dołączonej tylko heterodynie. Następnie, po dołączeniu p.cz. 144 MHz przestraja się go na 1296 MHz. Wzmacniacz mocy (rys. 6.43c) ma tranzystory i pozostałe elementy montowane systemem wysypek od strony druku. Pod spodem znajduje się folia tworząca masę. Przylega do niej płyta aluminiowa o grubości 3÷4 mm, ułatwiając chłodzenia tranzystorów. Prąd spoczynkowy całości wynosi 150÷180 mA.

6.4.2 Wzmacniacze tranzystorowe pracujące w pasmie 1296 MHz

6.4.2.1 Wzmacniacz liniowy 2,5 W wg DL7QY

DL7QY dokonał praktycznego sprawdzenia przydatności tranzystorów mikrofalowych RCA do wzmacniacza mocy w pasmie 1296 MHz. Wśród wielu zbadanych typów tylko niewiele nadawało się do pracy jako wzmacniacz liniowy, a niektóre z nich nawet nie nadawały się do pracy w klasie C [38]. Tranzystor 2N 5944 Motorola jest przewidziany do pracy do 500 MHz, lecz po dołączeniu dodatkowych kondensatorów między bazą i emiterem, kompesujących wewnętrzną indukcyjność, uzyskano w pasmie 1296 MHz wzmocnienie 5,5 dB i moc wyjściową 2,8 W, pod warunkiem dobrego chłodzenia. Wzmacniacz ten współpracuje z transwerterem opisanym



6.44. Wzmacniacz 1296 MHz/2,5 W, wg DL7QY — schemat elektryczny

przez DL7QY w Dubus 4/77. Jeśli jest on sterowany bezpośrednio z mieszacza diodowego typu *flat — pack*, wspólnie wykorzystywanego w torze nadawczym i odbiorczym (wersja I), to przekaźnik antenowy z izolacją N/O 40 dB ogranicza możliwość dalszego wzmacniania sygnału do 5 W.

Jeśli w transwerterze zastosowane są oddzielne mieszacze, to za opisywanym wzmacniaczem można dołączyć dalsze stopnie dające wzmocnienie aż do 500 W (wersja II). Wzmacniacz wykonany jest na płycie teflonowej Duroid 5870 o grubości 0,76 mm.

6.4.2.2 Dwustopniowy wzmacniacz 2 W wg N6JH

Dwustopniowy wzmacniacz pracujący na nowoczesnych tranzystorach firmy Hewlett-Packard 2N6679 (HXTR2101) i firmy Motorola MRF 2001 opisano w [39] podając obraz płytki i sposób montażu. Pierwszy wzmacniacz z impedancjami *we/wy* 50 Ω daje na wyjściu moc 100 mW w klasie A przy częstotliwości 1296 MHz i wzmocnieniu 17 dB(!). Drugi wzmacniacz w klasie C, zbudowany na oddzielnej płytce ma wzmocnienie 13—14 dB i daje na wyjściu moc 2 W. Oba wzmacniacze mają linie paskowe drukowane obliczone na podstawie parametrów odbiciowych *s* tranzystorów. Napięcie zasilania wynosi 28 V, pasmo B_3 = 50 MHz, a więc raz zestrojony wzmacniacz nie wymaga korekty.

6.4.2.3 Wzmacniacz liniowy 10 W wg OZ3LQ

Aby uzyskać moc P_{wy} = 10 W z tranzystorów o mniejszej mocy jednostkowej OZ3 LQ [40] wykorzystał właściwości rozgałęźników (p. rozdz. 3.11.3) i połączył za ich pośrednictwem równolegle cztery tranzystory (rys. 6.45). Każda z równoległych gałęzi jest taka sama, zaś tranzystory i diody polaryzujące o jednakowych prądach spoczynkowych (5÷10 mA przy U_B = 12 V) wybrano z większej partii. Ostateczną korektę robi się zmieniając rezystor 560 Ω/1 W na nieco inny, zaś rezystora 39 Ω nie wolno zastępować większym. W czasie pracy wzmacniacz przy napięciu 13,5 V pobiera prąd 2 A, tranzystory wymagają więc chłodzenia. Moc 10 W uzyskuje się przy sterowaniu mocą 4 W w takim samym układzie, lecz dwugałęziowym. Drajwer ten może być sterowany z kolei wzmacniaczem jednogałęziowym. Zestrojenie czterech gałęzi jest trudne, gdyż muszą być uzyskane zgodności faz. Każda gałąź ma oddzielne zasilanie.

6.4.2.4 Wzmacniacz liniowy zbudowany na tranzystorze BFQ34

Z europejskiej serii tranzystorów mocy w pasmie 1296 MHz mogą być wykorzystywane BFR63, 64, 65, 94, BFQ34, BFT98, BLX98. Wśród nich najbardziej interesujący jest BFQ34, który dobrze pracuje przy U_B = 12 V, podczas gdy BLX98 i BFR 94 wymagają napięcia U_B = 20—24 V i dają mniejsze wzmocnienie (BLX98: 3 dB przy U_B = 25 V). DF8QK i DCØDA opracowali dwa układy wzmacniaczy [41]: pierwszy z jednym tranzystorem, drugi z dwoma połączonymi równolegle. Do sterowania tych wzmacniaczy można wykorzystać konwerter nadawczy DF8QK

a

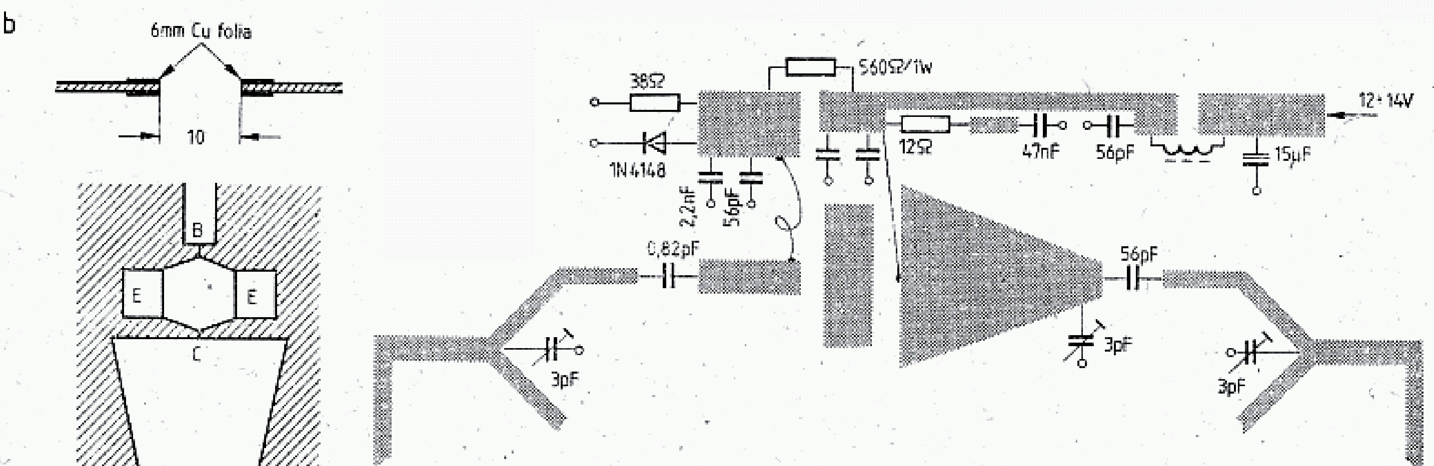
1N4148 39 Ω 560 Ω 1W 12 Ω 47nF 2 nF 56 pF 56pF 2,2nF Dł.B Dł.C 2N5944 82pF 3 pF C$_B$ 6 pF 56 pF 3 pF Dł 12 ÷ 14 V 450 ÷ 500mA 15 μF Tant.

We 50 Ω 1296 MHz 4 W

Wy 50 Ω 1296 MHz 10 W

Dł.B : 1 zw Cu Ag 0,8 Dw 2 mm
Dł.C : 16 m Cu Ag 0,8, 2 mm nad laminatem
Dł. : 10 zw DNE 0,25 na ferrytowym pierścieni

c



6.45. Wzmacniacz 10 W z 4 × 2N5944, wg OZ3LQ

a — schemat jednej z czterech identycznych gałęzi równoległych, b — obraz druku części płytki wyposażenia i dołączenia tranzystora, c — obraz całej płytki

z rys. 5.9b, dostarczający przy zastosowaniu tranzystora BFR64 w stopniu końcowym $P_{wy} = 220$ mW, po zastąpieniu go przez tranzystor BFR94 $P_{wy} = 400$ mW, a po zastosowaniu tranzystora BFQ34 $P_{wy} = 600$ mW.

Wzmacniacz pojedynczy (rys. 6.46a) wymaga mocy sterującej 200 ÷ 300 mW oraz w przypadku tranzystora BFQ34 napięcia zasilającego $U_B = +12$ V, zaś dla tranzystora BFR94+24 V. Wzmacniacz ten w przypadku tranzystora BFR94 dostarcza maksimum mocy $P_{wy} = 1{,}9$ W dla $P_{we} = 400$ mW i $U_B = 24$ V, zaś dla tranzystora BFQ34 przy $U_B = 12$ V i $P_{we} = 200$ mW daje także $P_{wy} = 1{,}9$ W (rys. 6.46b). Na rysunku 6.46c pokazano zależność wzmocnienia tranzystora BFR94 od napięcia przy dwóch poziomach wysterowania oraz jeden punkt (+9,5 dB) odpowiadający pracy tranzystora BFQ34 (12 V, 200 mW).

Na rysunku 6.46a pokazano sposoby polaryzacji bazy. Wzmacniacz jest wykonany na laminacie dwustronnym 94×74, otoczonym ramką wysoką co najmniej na 25 mm z białej blachy. Wszystkie powierzchnie masy od dołu i od góry są na całej krawędzi zlutowane z ramką. Złącza BNC są przylutowane wprost do ścieżki. W tym celu należy w płytce zrobić odpowiednie wybrania materiału. Wszystkie elementy są lutowane w postaci systemu wysepek. Druk ścieżek i wyposażenie pokazano na rys. 6.46d.

Prąd spoczynkowy dla tranzystora BFR94 ustawia się na wartość $I_0 = 60 \div 100$ mA niezależnie od napięcia U_B, natomiast tranzystor BFQ34 przy $U_B = 12$ V powinien mieć prąd 80 ÷ 150 mA.

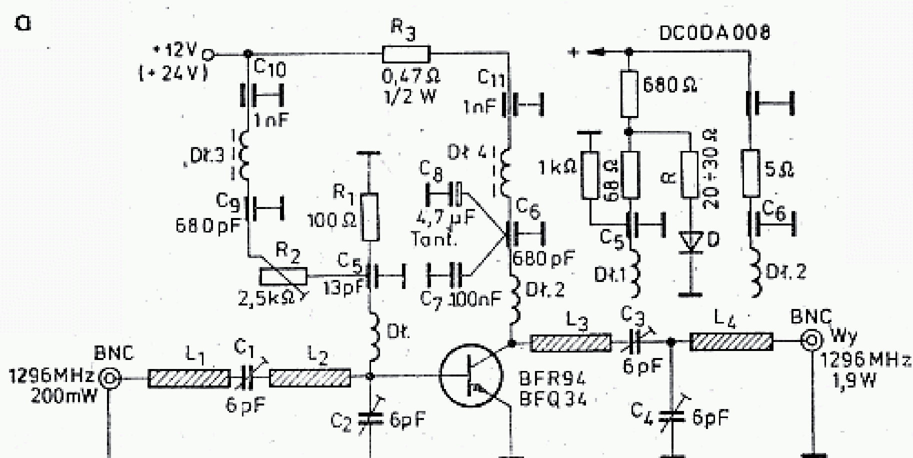
Układ równoległy (rys. 6.46e) pracujący na dwóch tranzystorach BFQ34 przy $U_B = 12$ V i $P_{we} = 800$ mW oddaje moc $P_{wy} = 3{,}8$ W. Łączny prąd zasilania bez sygnału wynosi 400 mA i dla tej wartości można uzyskać wzmocnienie 7 dB. Moc tego wzmacniacza w zupełności wystarcza do wysterowania lampy 2C39 do mocy $P_{wy} = 30 \div 35$ W.

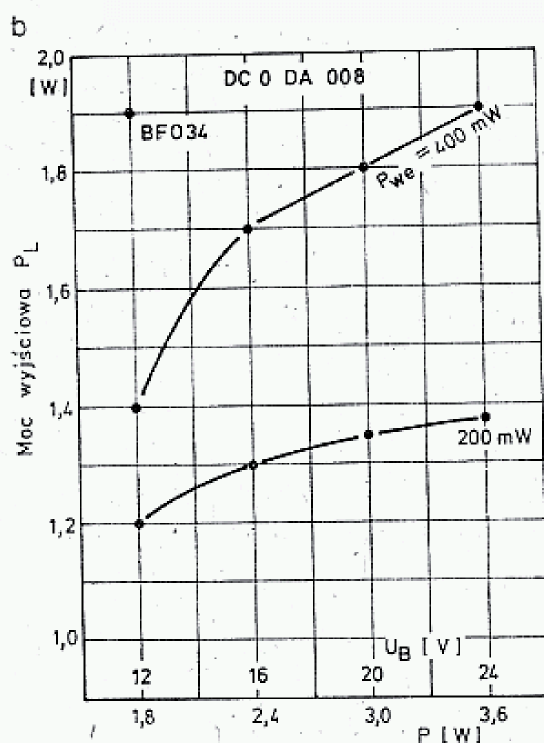
Na rysunku 6.46e pokazano schemat wzmacniacza, a na rys. 6.46f obraz płytki z wyposażeniem. Dławiki bazowe *Dł1, 2* są wykonane drukiem, dławiki *Dł3, 4* mają 2 zwoje CuAg1 na $D_w = 3$ z perełką ferrytową. Kondensatory $C_1 \div C_7$ są trymerami foliowymi Ø 7,5 mm. Kondensatory C_8 i C_9 są trapezowe, o pojemności 50 ÷ 100 pF.

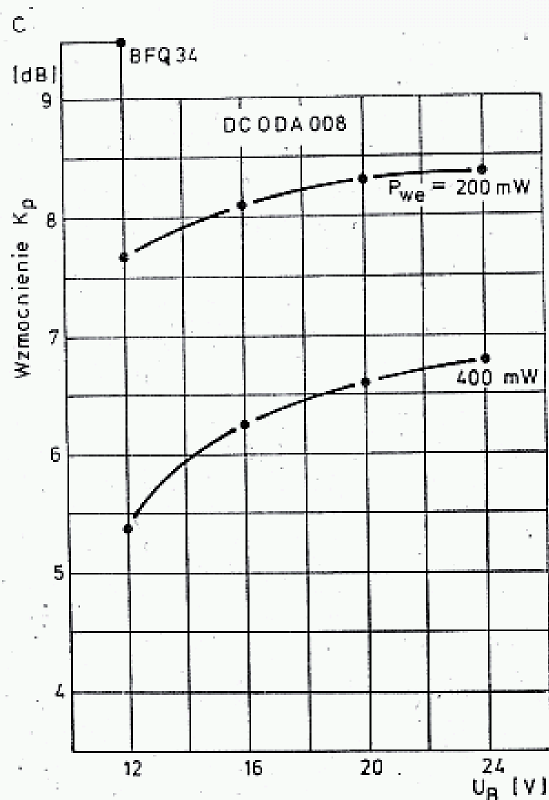
6.4.2.5 Wzmacniacz liniowy o mocy 2 W z tranzystorem BFQ68 wg DJ4LB

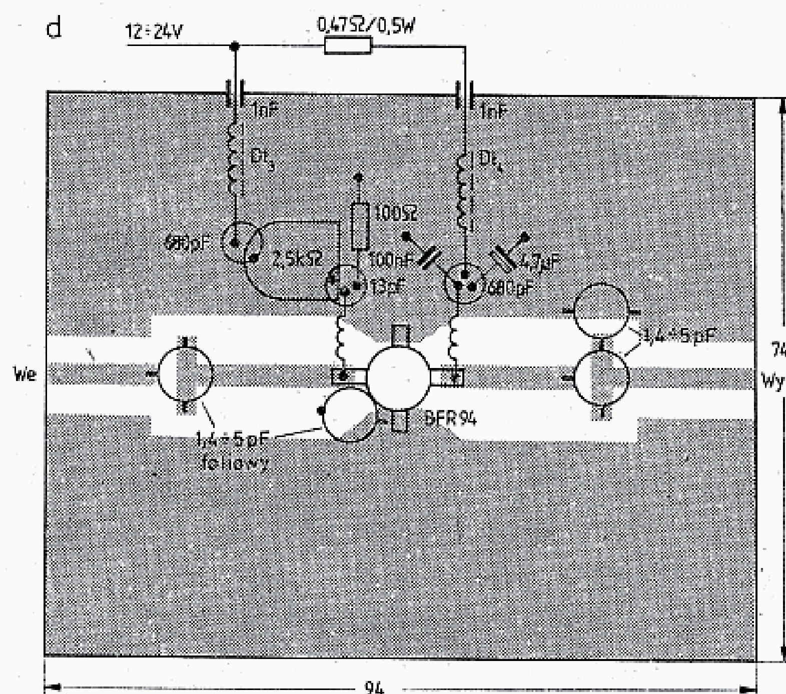
Tranzystor BFQ34 zawiera dwa tranzystory połączone równolegle, BFQ68 — cztery. Umożliwia to wykonanie prostszego wzmacniacza niż pokazany na rys. 6.46a, o mocy wyjściowej 2 W.

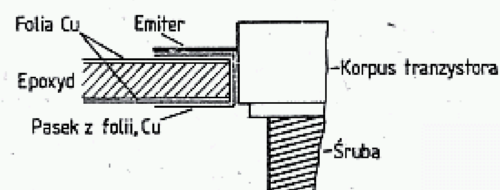
Układ wzmacniacza opracowany przez DJ4LB [42] pokazano na rys. 6.47a. Napięcie polaryzujące tego tranzystora uzyskuje się z układu 6.47b. Diody: *D1* w kontakcie termicznym z tranzystorem BFQ68 oraz *D2* w kontakcie z tranzystorem BD135 stabilizują prąd spoczynkowy $I_{C0} = 300$ mA w zakresie od −20°C do +60°C z dokładnością 5%. Całość zbudowana jest na płytce 72×35 z laminatu szklano-epoksydowego dwustronnego i otoczona ramką z białej blachy. Pozostałe szczegóły konstrukcyjne są takie jak w poprzednich opisach. Wzmacniacz zbudowany jest na radiatorze. Układ polaryzacji jest zbudowany na zewnątrz ramki. Tranzystor

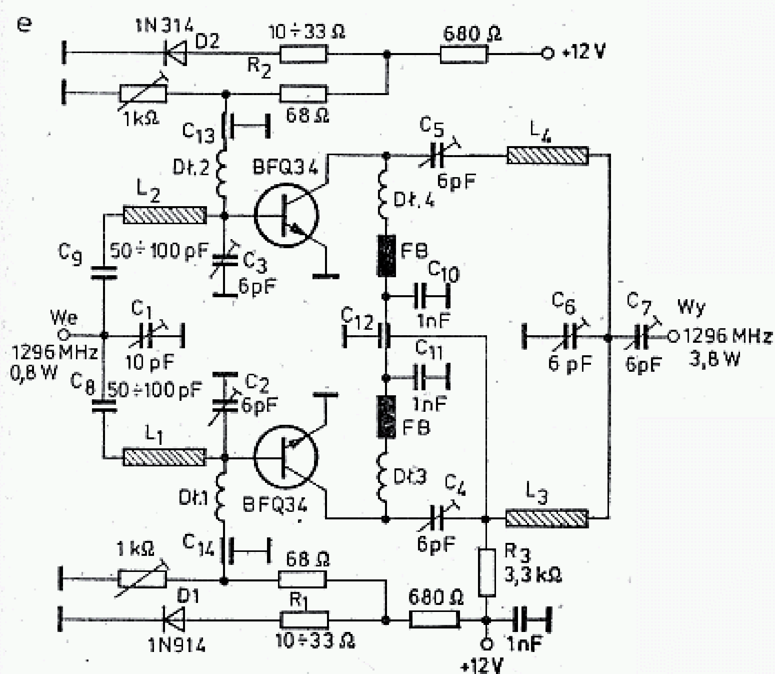

a
+12V
(+24V)
R3
0,47 Ω
1/2 W
DCODA 008
C10
1nF
C11
1nF
680 Ω
Dł.3
Dł 4
1kΩ
68 Ω
R
20÷30 Ω
5Ω
C9
680pF
R1
100 Ω
C8
4,7 µF
Tant.
C6
680 pF
C5
D
C6
R2
2,5kΩ
C5
13pF
C7 100nF
Dł.2
Dł.1
Dł.2
Dł.
L3
C3
6pF
L4
BNC
Wy
1296MHz
1,9W
BNC
1296MHz
200mW
L1
C1
6pF
L2
BFR94
BFQ34
C2 6pF
C4 6pF

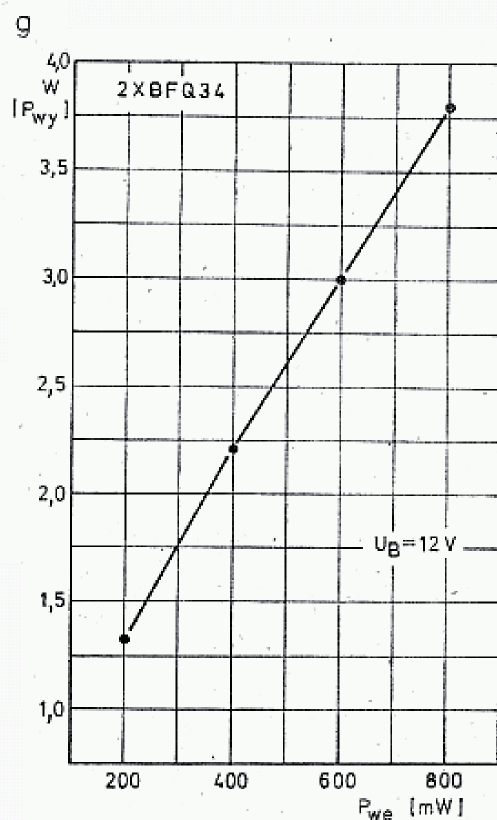

b
2,0
[W]
DC 0 DA 008
BFQ34
P_{we} = 400 mW
1,8
1,6
1,4
1,2
1,0
200 mW
Moc wyjściowa P_L
U_B [V]
12
16
20
24
1,8
2,4
3,0
3,6
P [W]

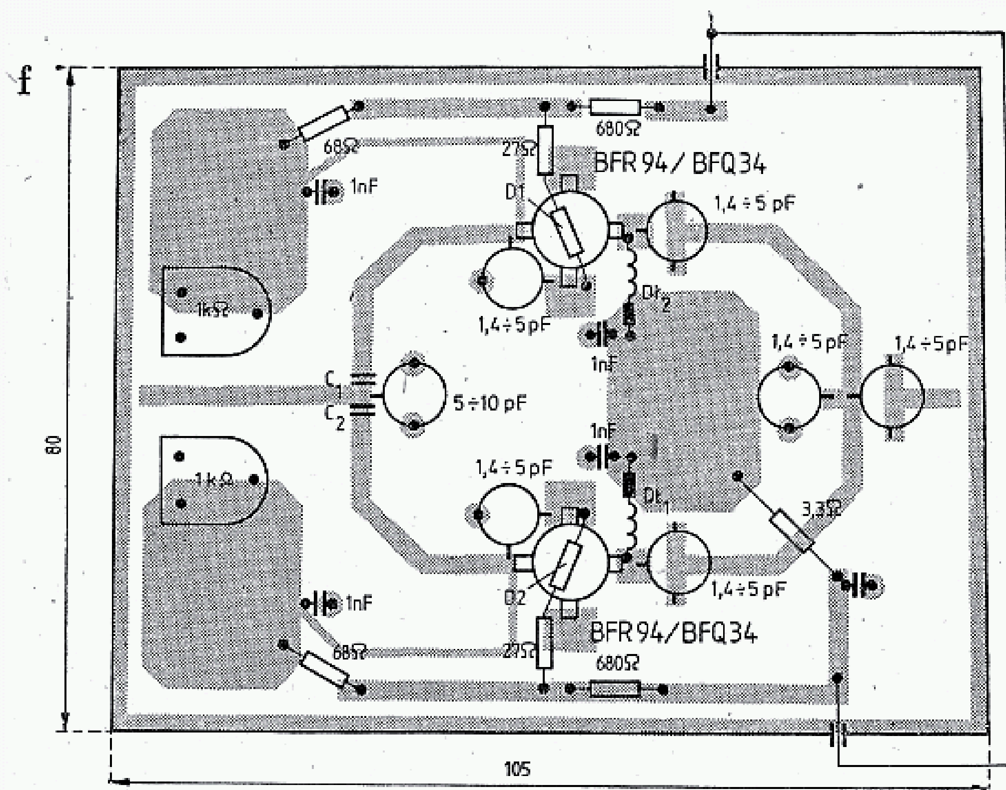

c
[dB]
BFQ34
9
DC ODA 008
P_{we} = 200 mW
8
7
6
5
4
400 mW
Wzmocnienie K_p
12
16
20
24
U_B [V]


d
12÷24V
0,47Ω/0,5W
1nF
1nF
Dł3
Dł4
100Ω
680pF
2,5kΩ
100nF
4,7µF
13pF
680pF
1,4÷5pF
We
Wy
74
BFR94
1,4÷5pF
foliowy
94


Folia Cu
Emiter
Korpus tranzystora
Epoxyd
Pasek z folii Cu
Śruba







6.46. Wzmacniacze pracujące na tranzystorach BFQ34

a — schemat wzmacniacza prostego, Dl_1 — 3 zw. DNE 0,5; ø 3, Dl_2 — 2 zw. CuAg 1; ø 3, Dl_3 — ferryt 6-otworowy, Dl_4 — 1 zw. przez perełkę ferrytową, b — zależność mocy wyjściowej P_{wy} od napięcia U_B dla BFR94 oraz jeden punkt dlaBFQ34 przy $U_B = 12V, P_{we} = 200$ mW, $I_0 = 150$ mA; podano także moc strat bez sygnału, c — wzmocnienie BFR94 w zależności od napięcia i wysterowania oraz punkt dla BFQ34 w warunkach j.w., d — obraz płytki i wyposażenie oraz sposób dołączenia tranzystora, e — wzmacniacz z dwoma BFQ34, f — obraz płytki, g — zależność mocy wyjściowej P_{wy} od sterującej P_{we}

6.47. Wzmacniacz z tranzystorem BFQ68, wg DJ4LB
a — schemat, b — układ polaryzacji, c — obraz płytki,

Tablica 6.4.1

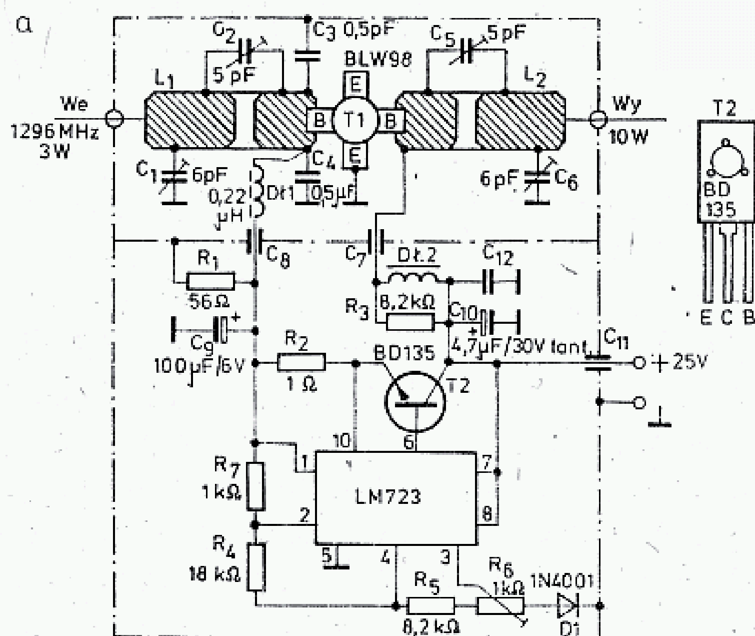
Parametry wzmacniacza liniowego pracującego na tranzystorze BFQ68 (rys. 6.47) $U_b = 12$ V

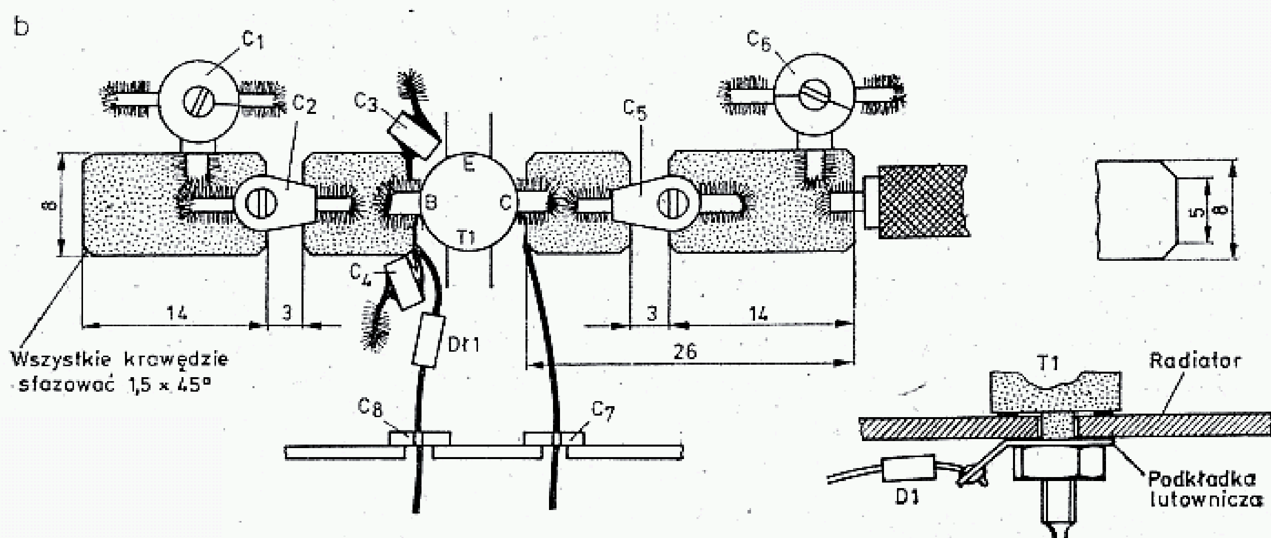
P_{wy} [W]	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0
I_c [mA]	280	290	320	370	440	560
K_p [dB]	8,5	8,1	7,7	7,3	6,5	5,6

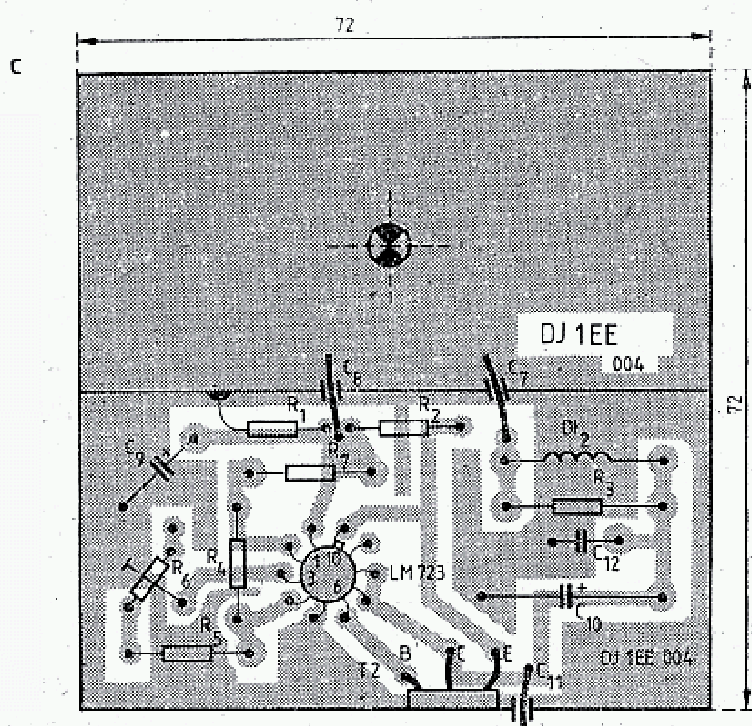
DB135 jest izolowany od ramki podkładką z miki. Wzmacniacz uzyskuje parametry przy $U_B = 12$ V jak w tablicy 6.4.1. Wejście i wyjście wzmacniacza zakończone jest kablem 50 Ω przylutowanym wprost do płytki. Rozwiązanie takie jest tańsze niż ze złączami BNC oraz łatwiej można uniknąć odbić.

6.4.2.6 Wzmacniacz liniowy 1296 MHz 10 W z tranzystorem BLW98

Zastosowanie nowoczesnego tranzystora BLW98 (firmy Valvo) lub TH598 (firmy Thomson CSF) umożliwia wykonanie wzmacniacza, który zasilany napięciem 13,5 V i sterowany sygnałem $P_{we} = 4$ W daje na wyjściu $P_{wy} = 17$ W przy częstotliwości 1296 MHz i sprawności 45% oraz prądzie spoczynkowym 170 mA. Przy wysterowaniu mocą 3 W uzyskuje się moc 10 W na wyjściu. Schemat układu opracowanego przez DJ1EE [43] pokazano na rys. 6.48a. W układzie dopasowania wejścia i wyjścia należy stosować trymeryfoliowe miniaturowe lub lepiej powietrzne mikrofalowe. Obwód jest wykonany linią paskową na laminacie dwustronnym, teflonowym o grubości 1,4 mm. Wymiary linii podano na rys. 6.48b. Linie te są nalutowane na laminacie jednostronnym, szklano-epoksydowym o wymiarach jak na rys. 6.48c.







6.48. Wzmacniacz 10 W pracujący na BLW98, wg DJ1EE

a — schemat układu, b — obwód w.cz. i linie paskowe z laminatu teflonowego dwustronnego 1,5 mm dolutowanego do masy, c — widok płytki podstawowej z obwodami polaryzacji

Połowa tej płytki przeznaczona jest na obwody w.cz., druga na układ polaryzacji tranzystora *T1*. Całość objęta jest ramką z białej blachy z przegrodą w połowie płytki.

Tranzystor jest mocowany do radiatora w otworze płytki. Emitery są dolutowane do powierzchni masy płytki znajdującej się od góry, zaś baza i kolektor do pasków L_1 i L_2. Kolektor jest zasilany odcinkiem drutu DNE 0,8 o długości 15 mm. Dobra praca tranzystora wymaga bardzo stabilnej polaryzacji i kompensacji temperaturowej. Układ polaryzacji z rys. 6.48a, złożony ze stabilizatora LM723 (UL7523N), tranzystora *T2* (BD135 lub podobny) i rezystora R_6 ustawiającego napięcie ma rezystancję wewnętrzną 50 mΩ. Dioda D1, reagująca na zmiany temperatury tranzystora *T1* jest dolutowana do końcówki podkładki lutowniczej. Sygnał wejściowy jest doprowadzany kablem koncentrycznym, najlepiej teflonowym dolutowanym bezpośrednio do płytki i linii L_1. Podobnie jest na stronie wyjściowej.

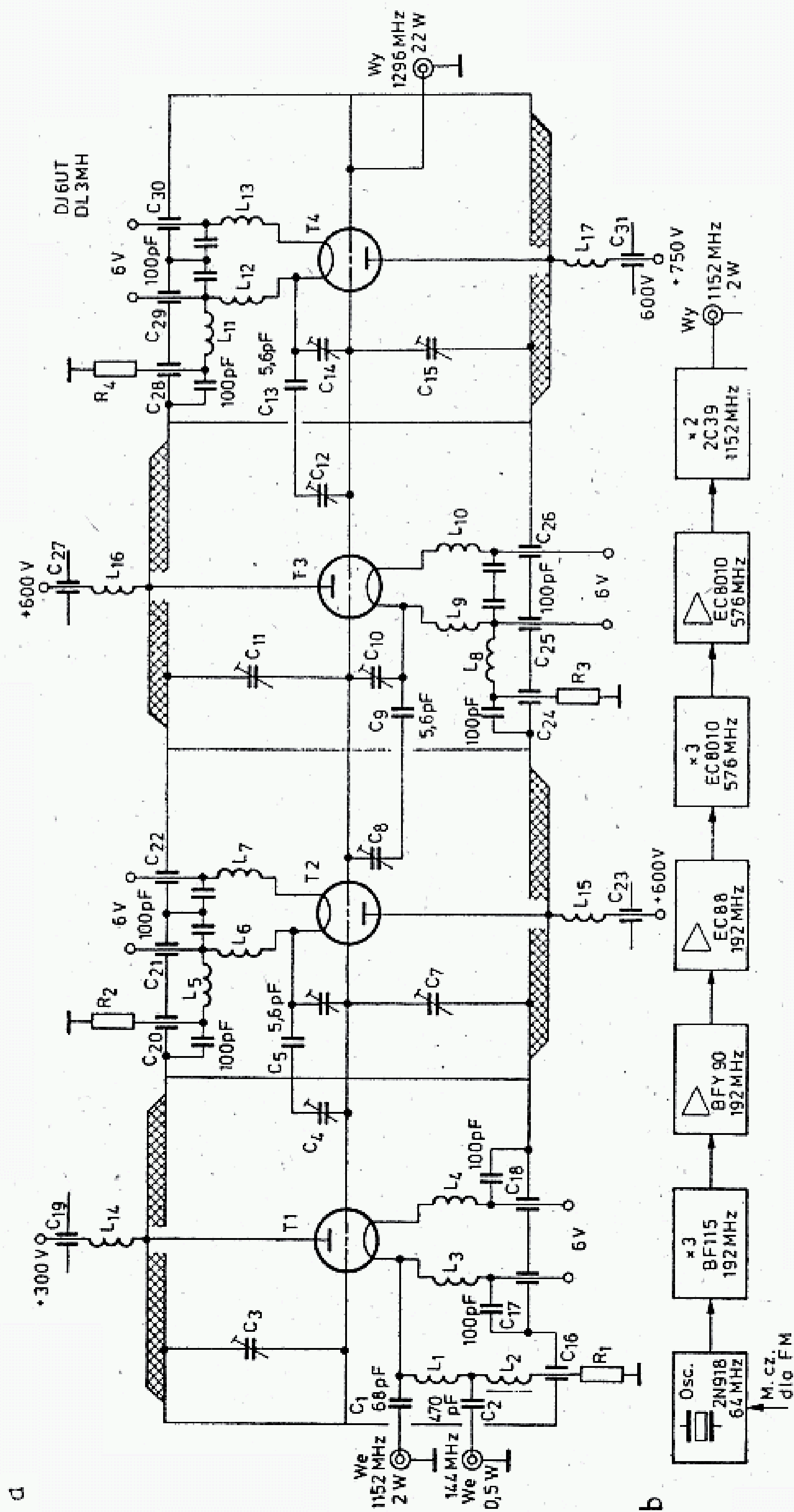
Przy uruchamianiu, dla zmniejszenia ryzyka dławik *Dł1* należy odłączyć od bazy tranzystora *T1* i dołączyć przez diodę o prądzie 1 A do masy, a potencjometrem R_6 należy sprawdzić zakres regulacji napięcia polaryzacji. Powinno ono zmieniać się w zakresie 0,4÷0,8 V. Jeśli wszystko jest w porządku, to trzeba ustawić napięcie 0,5 V i dołączyć dławik do bazy. Po obciążeniu wyjścia miernikiem mocy 50 Ω lub rezystorem z reflektometrem należy włączyć napięcie zasilania, wynoszące 25 V. Prąd spoczynkowy ustawia się potencjometrem R_6 na wartość 250÷300 mA. Za pomocą kondensatorów C_5 i C_6 stroi się układ na maksimum mocy wyjściowej, a kondensatory C_1 i C_2 na minimum odbicia na wejściu. Przy mocy sterującej wynoszącej 3 W uzyskuje się na wyjściu moc 10 W, a prąd kolektora wzrasta do 0,9÷÷1,0 A.

6.4.3 Wzmacniacze lampowe

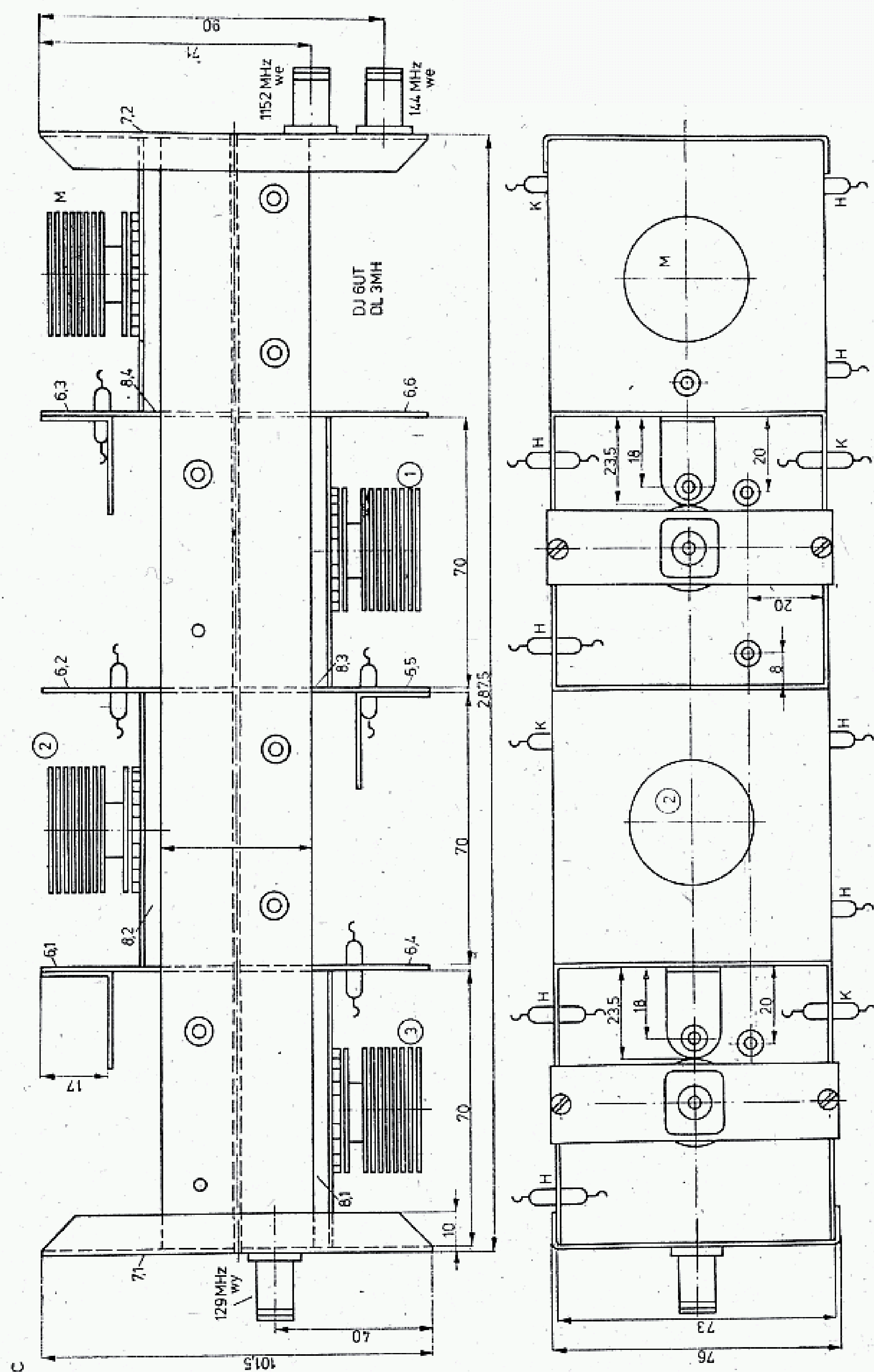
Wzmacniacze lampowe prawie wyłącznie są budowane na lampach z rodziny 2C39. Małe moce, do 600 mW można uzyskać także stosując lampy 8010, a w układzie równoległym dwie lampy nawet 1 W. W tym pasmie dla pracy CW i FM często spotyka się potrajacze pracujące na lampie 2C39, po których następuje stopień wzmacniający na jednej lub kilku lampach równolegle połączonych. W przypadku emisji SSB można stosować mieszanie na dużym poziomie mocy na lampie 2C39, a po tym, po filtrze interdigitalnym dać kilka stopni wzmocnienia. Dalej podano przykłady kilku układów wzmacniaczy, wśród których dominują wzmacniacze z obwodami wnękowymi, gdyż obwody półfalowe są trudniejsze do wykonania dają mniejszą sprawność ze względu na straty w polu rozproszonym.

6.4.3.1 Czterostopniowy mieszacz i wzmacniacz liniowy pracujący na lampach 2C39

Mieszacz i trzystopniowy wzmacniacz liniowy pracujący na czterech lampach 2C39 opracował DJ6UT, a opisał go DL3MH w [44]. Jego zaletą jest to, że wykonany jest wyłącznie z blachy mosiężnej o grubości 1,5 mm w kilku miejscach łączonej lutem twardym, w pozostałych lutem miękkim (cynowym). Schemat układu pokazano na rys. 6.49a, a na rys. 6.49b schemat blokowy heterodyny 1152 MHz dostar-



a
DJ6UT
DL3MH
We
1152 MHz
2 W
We
144 MHz
0,5 W
Wy
1296 MHz
22 W
+300 V
+600 V
+750 V
600V
6 V
T1
T2
T3
T4
b
Osc.
2N918
64 MHz
M.cz.
dla FM
×3
BF115
192 MHz
BFY 90
192 MHz
EC88
192 MHz
×3
EC8010
576 MHz
EC8010
576 MHz
×2
2C39
1152 MHz
Wy
1152 MHz
2 W



1152 MHz we
144 MHz we
129 MHz wy
DJ 6UT
DL 3MH
90
71
7,2
7,1
6,1
6,2
6,3
6,4
6,5
6,6
8,1
8,2
8,3
8,4
70
70
70
10
287,5
17
40
101,5
23,5
18
20
8
73
76
M
H
K

d

6.49. Mieszacz aktywny i wzmacniacz 22 W, wg DJ6UT

a — schemat elektryczny, b — układ blokowy heterodyny, c — widok urządzenia, d — widok i schemat podwajacza heterodyny

czający mocy około 2 W. Mieszacz aktywny, pracujący na lampie V_1-2C39 otrzymuje ponadto sygnał o częstotliwości 144 MHz i mocy 0,5 W. Po nim następuje 3-stopniowy wzmacniacz pracujący na lampie 2C39. Na skutek nieoptymalnego sprzężenia między stopniami nie uzyskuje się oczekiwanego wzmocnienia około 13 dB, lecz jest ono mniejsze od 10 dB. Dlatego też aby uzyskać moc wyjściową $P_{wy} = 22$ W przy $U_h = 750$ V potrzebne są trzy stopnie wzmocnienia. Przy lepszym dopasowaniu wystarczyłyby 2 stopnie.

Rozmieszczenie części pokazano na rys. 6.49c. Cały wzmacniacz pracuje z lampami w pozycji poziomej na płycie z otworami dla wymuszonego chłodzenia anod. Do strojenia obwodów zastosowano trymery ceramiczne rurkowe. Na rysunku 6.49d pokazano podwajacz 576/1152 MHz w torze heterodyny. Po nieznacznej adaptacji układu, można go wykorzystać jako samodzielny stopień potrajacza 432/1296 MHz, względnie podwajacza 648/1296 MHz do pracy FM/CW. Rezystory katodowe $R_1 \div R_4$ o rezystancjach 50 $\div$100 Ω dobiera się w zależności od stanu emisji lamp. Dławiki $L_1 \div L_7$ z wyjątkiem L_2 są wykonane z drutu DNE 0,8 o długości 55 mm ($\lambda/4$) nawiniętym ciasno na Ø 3 mm. Cewka L_2 jest wykonana na ferrycie 6-otworowym. Ze względu na indywidualne ustawianie polaryzacji siatek, żarzenie każdej z lamp musi mieć oddzielne uzwojenie na transformatorze. Pełną dokumenntację wzmacniacza wraz ze zdjęciami podano w [44].

6.4.3.2 Dwustopniowy wzmacniacz/potrajacz pracujący na lampie 2C39

Układ dwustopniowy pokazany na rys. 6.50 może być wykorzystany jako potrajacz/wzmacniacz, podwajacz/wzmacniacz, względnie jako 2-stopniowy wzmacniacz z wyjściem dla częstotliwości 1296 MHz. Urządzenie to, wykonane przez DL3WR na podstawie wcześniejszych eksperymentów DJ2LI i DJ1JZ obszernie opisano w literaturze [40]. Wyróżnia się ono zastosowaniem obwodów wnękowych dla częstotliwości 1296 MHz, zaś obwód wejściowy może być łatwo adaptowany dla jednej z trzech częstotliwości 432 MHz, 648 MHz lub 1296 MHz. Parametry urządzenia sa następujące: potrajacz 432/1296 MHz badany oddzielnie uzyskuje wzmocnienie mocy przy $P_{we} = 8$ W około 1 (0 dB) czyli, że potrajacz nie wzmacnia. Ten sam stopień jako wzmacniacz małych sygnałów uzyskuje wzmocnienie ($P_{we} = 1 \div 50$ mW) zależnie od punktu pracy: dla $I_{a0} = 25$ mA wzmocnienie wynosi 8 dB, dla $I_{a0} = 50$ mA 10 dB, a dla $I_{a0} = 100$ mA 12 dB. Przy wzmacniaczu dużych sygnałów: $P_{we} = 8$ W, $P_{wy} = 30$ W, $B_1 = 8$ MHz, $B_3 = 19$ MHz.

Jako dwustopniowy wzmacniacz uzyskuje się: $P_{we} = 1$ W, $P_{wy} = 30$ W dla $U_b = 600$ V oraz $P_{wy} = 40$ W przy $U_b = 800$ V.

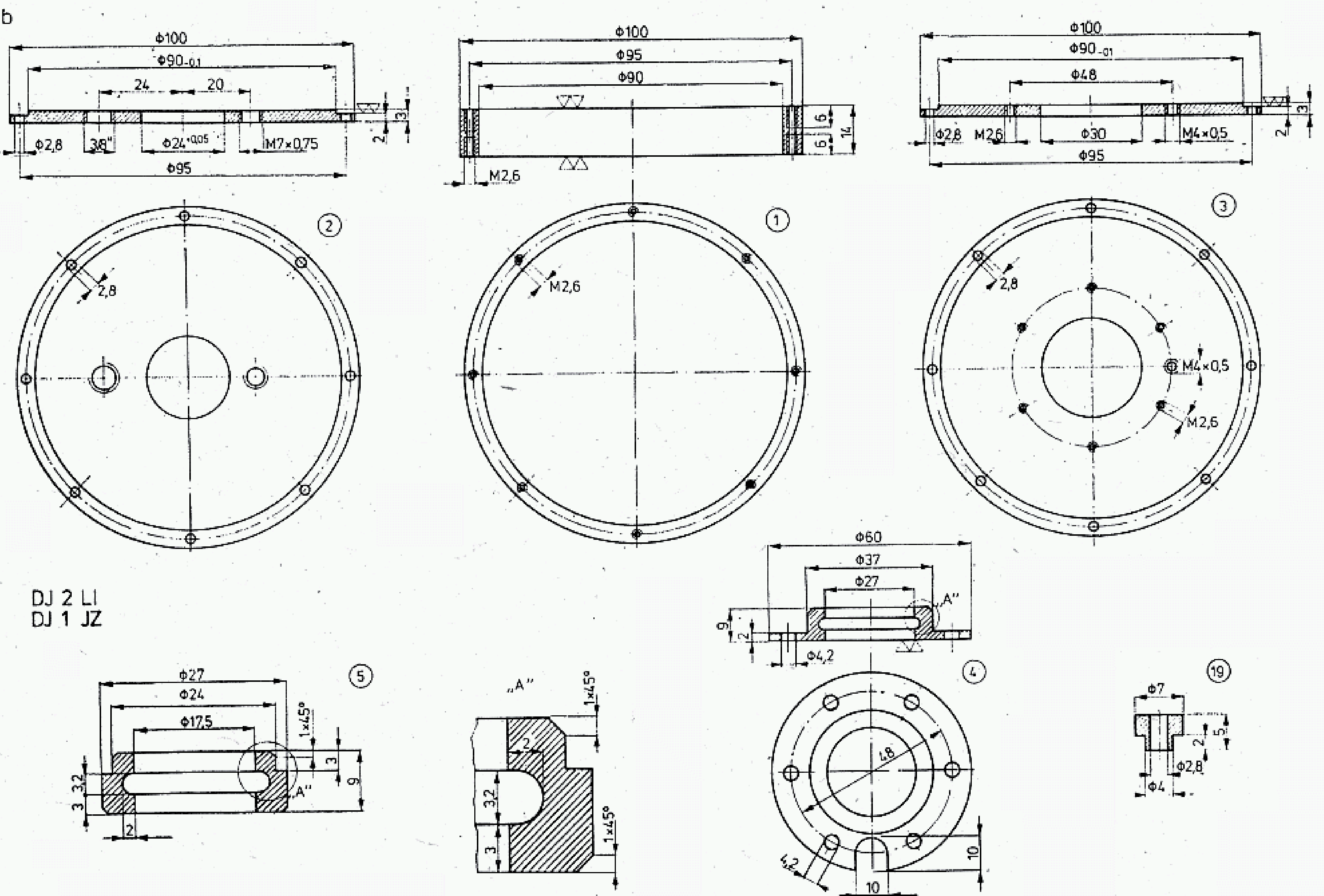
Lampy wymagają oddzielnego uzwojenia żarzenia. Polaryzacja siatek jest uzyskiwana w taki sposób jak w opisanych już układach dla pasma 432 MHz (p. rozdz. 6.3.3). W zasilaczu można zastosować szeregowo połączone dwa kondensatory elektrolityczne 100 μF/500 V, co pozwala na pominięcie dławika anodowego. Transformator 600/800 V jest obciążony prądem stałym do 200 mA. Obudowa wzmacniacza jest wykonana z blachy mosiężnej o grubości 1,5 mm oraz z prętów. Rezonator wnękowy anodowy składa się z pierścienia (*1*), płyty siatkowej (*2*),

a

e

DJ 1 JZ

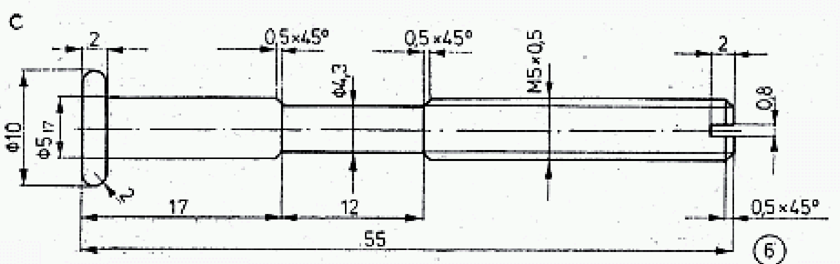
6.50. Potrajacz i wzmacniacz 30 W, wg DL3WR
a — schemat elektryczny, e — prowadnica powietrza

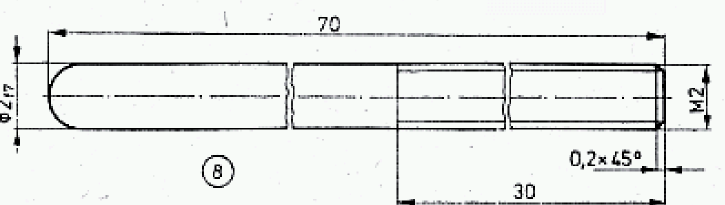


6.50

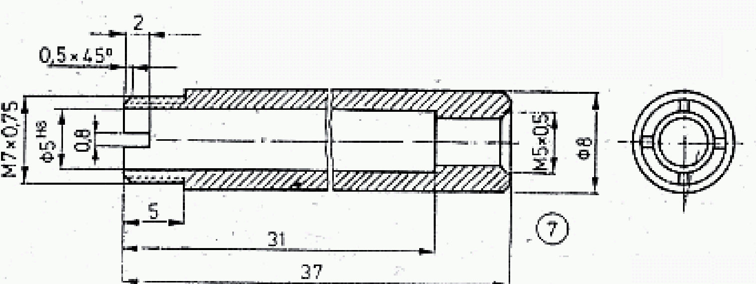
b — części składowe anodowego obwodu wnękowego

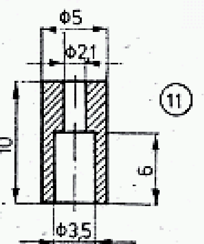
c

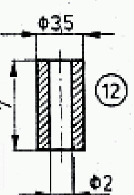


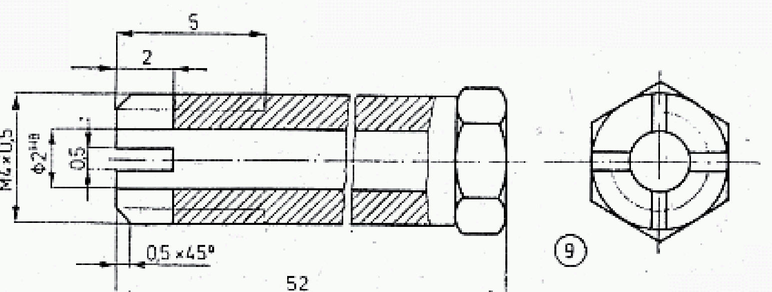


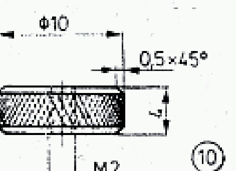
DJ 1 JZ





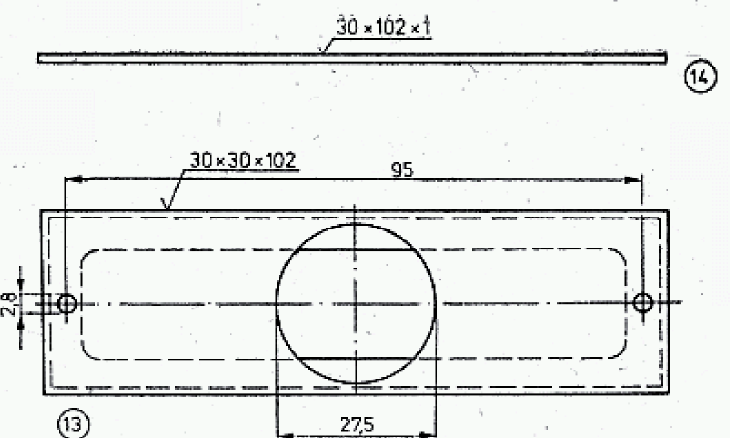


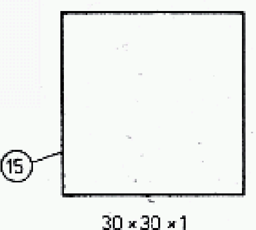




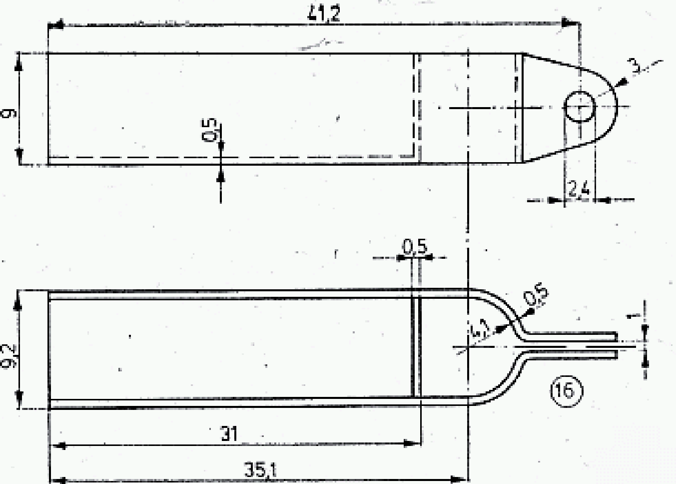
6.50
c — elementy sprzężenia i dostrojenia

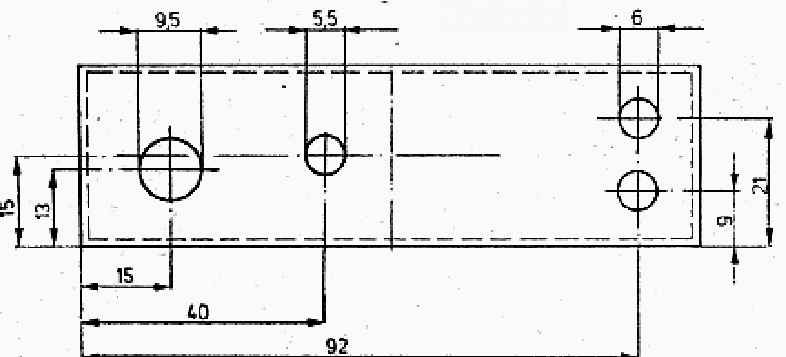
d

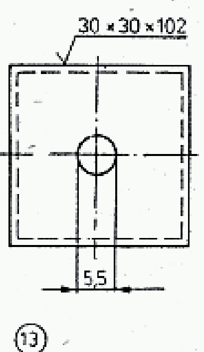


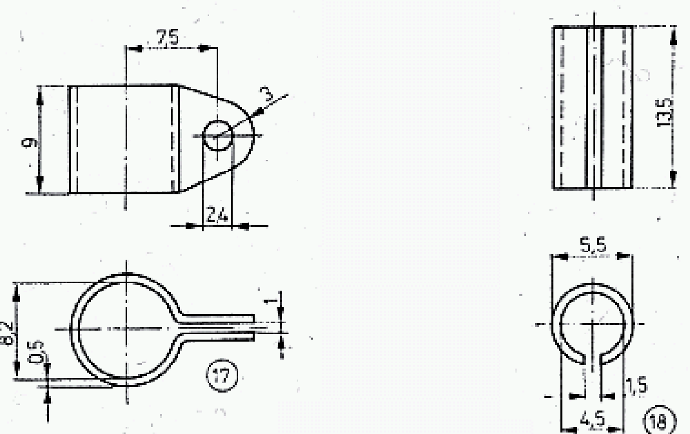


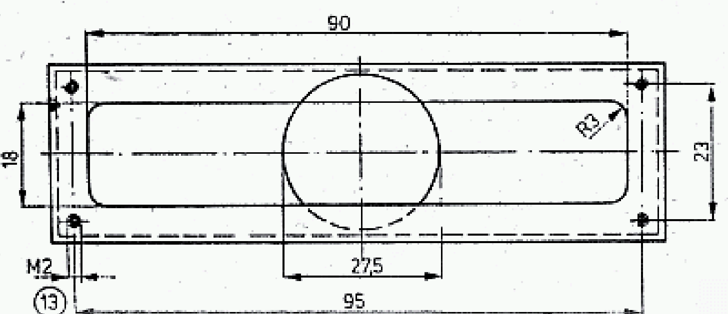
DJ 2 LI
DJ 1 JZ











6.50
d — elementy obwodu katodowego

do której wlutowany jest pierścień siatkowy (*5*). Pierścień ten ma wytoczony żłobek, w który włożona jest spirala z drutu brązowego 0,2 nawiniętego na $D_w = 2$ mm.

Szczegół A pokazuje przekrój pierścienia. Podobnie pierścień anodowy (*4*) ma żłobek na taką samą spiralę. Pierścień anodowy (*4*) przymocowany do tarczy górnej jest od niej izolowany podkładką z teflonu Ø 70×0,25 lub mikanitu oraz wkładkami izolacyjnymi (*19*) z teflonu. Na pierścieniu tym nie ma napięcia w.cz. i dlatego jest on bezpośrednio połączony z plusem zasilacza *w.n.*

Otwór gwintowany 3/8″ w tarczy (*2*) służy do wkręcania gniazda BNC, zaś M7×0,75 dla urządzenia dostrojczego (*6* i *7*). Otwór M4×0,5 w tarczy siatkowej (*3*) służy do prowadzenia kołka kompensacyjnego (*9*). Część (*11*) jest dolutowana do zacisku wewnętrznego BNC, a w jej otwór Ø 3,5 wprowadza się tulejkę izolacyjną (*12*) z teflonu. W tulejkę (*12*) wsuwana jest sonda (*8*) mocowana w tulejce (*9*) gwintem M2. Tulejka (*9*) jest rozcięta na końcu dla sprężynującego obejmowania sondy. Pozwala to na dobieranie sprzężenia sondy z gniazdem BNC pokręcając gałką (*10*).

Obwód katody (*13*) składa się z rurki 30×30×1 zamkniętej bokami (*15*), w której wykonane są wycięcia jak na rysunku. Obwód jest zamykany od góry przykrywką (*14*). W bokach (*13*) wykonane są otwory na gniazdo BNC, kondensatory przepustowe żarzenia C_4 i C_5 i trymer C_3. Kondensator C_2 jest wlutowany na ściance czołowej obok gniazda BNC. We wzmacniaczu 1296 MHz linia L_1 (*16*) jest założona na katodę, a drugą stroną dolutowana do kondensatora C_2 na stałe. W przypadku potrajacza na katodę zakłada się zacisk (*17*) oraz dołącza cewkę 1 zw. CuAg1 na $D_w = 8$ z wyprowadzeniem sięgającym do C_2. Dławiki L_2 i L_3 są dolutowane do obejmy katodowej (*16, 17*) i styku (*18*). Kondansatory przepustowe muszą być dobrane dla częstotliwości 1,3 GHz, a więc pojemność może wynosić najwyżej 100 pF. Prowadnica powietrza chłodzącego, wykonana z rury kwadratowej 40×40×1 (24) ma otwór 35, w który wprowadzony jest pierścień izolacyjny (*25*) z teflonu dla szczelnego założenia prowadnicy na radiator anodowy. W rurze nad radiatorem naklejony jest klin (*26*) z teflonu, tak by powietrze w rurze (*24*) mogło przepływać tylko przez radiator. Rura dla wzmacniacza dwulampowego jest dłuższa, ma dwa otwory i obejmuje obie lampy.

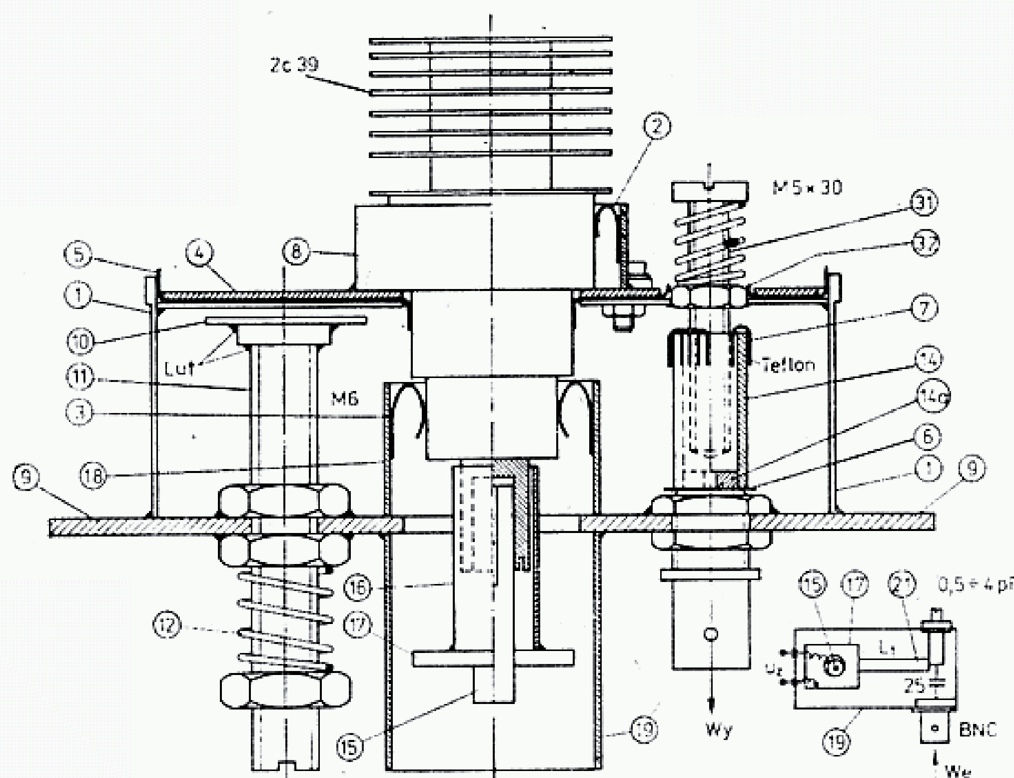
6.4.3.3 Prosty stopień końcowy wzmacniacza wg DK3UC

Opisany w poprzednim przykładzie obwód wnękowy wg DL3WR wymagał robót tokarskich i był dość złożony. Nieco prostszą wersję obszernie opisuje DK3UC w [46] podając wiele szczegółów wykonawczych (rys. 6.51). Koncepcję konstrukcyjną podano tu w skrócie, gdyż rysunki są dostatecznie jasne. Warto podkreślić, że jest to układ klasyczny, powtarzający się w formie zasadniczej i w innych wykonaniach, tj. zamknięta wnęka między anodą i siatką, strojona kondensatorem. Sprzężenie gniazda wyjściowego z wnęką indukcyjno-pojemnościową jest regulowane.

W opisywanym wzmacniaczu całość, poza puszką, wykonana jest z blachy mosiężnej. Wnękę tworzy płyta (*9*) z blachy mosiężnej 1 do 2 mm i odcięta część puszki blaszanej od kawy Ø 84 (*1*) o wysokości 27 mm. Na denku puszki znajduje się tarcza anodowa (*4*) Ø 82×1 odizolowana podkładką teflonową (*5*) Ø 85×0,25. Całość skręcana jest czterema wkrętami M3 z podkładkami z teflonu. Nakrętki

M3 są przylutowane do wnętrza puszki (*1*). Na tarczy anodowej (*4*) przylutowany jest pierścień anodowy (*8*) Ø 108 × 10, który ma wlutowany wewnątrz zacisk grzebieniowy (*2*).

Sposób wykonania zacisku grzebieniowego (ang.: *fingerstocke*) podaje SM6FHI w UKW Berichte 1/1976 oraz SP1DSU w DUBUS 4/81. Wewnątrz wnęki jest przylutowany do podstawy (*9*) pierścień siatkowy (*3*) Ø 25 × 18 z zaciskiem grzebieniowym (*3*). Do strojenia służy mosiężna śruba (*11*) M6 × 85 zakończona tarczą (*10*) Ø 20 × 1, śruba jest naprężana sprężyną (*12*). Wzmocniony sygnał wyprowadzany jest z obwodu anodowego przez złącze BNC. Na skrócony zacisk środkowy jest założona podkładka z teflonu Ø 9 × 0,25 (*6*) i zalutowany jest krążek Ø 6 × 2



6.51. Puszkowy wzmacniacz, wg DK3UC [46]

(*14a*). Na krążek (*14a*) nałożona jest tulejka (*14*) Ø 8/6 × 19 i do niego dolutowana. Do wnętrza tulejki wprowadzona jest izolacja teflonowa (*7*) 23 × 19 × 0,25, rozcięta na końcu we frędzelki o długości 4 mm. Do tulejki wprowadzona jest śruba (*31*) M5 × 30 ze sprężyną naprężającą. Śruba (*31*) prowadzona jest w nakrętce M5 (*32*) wlutowanej w dno puszki (*1*). W tym miejscu tarcza anodowa (*4*) ma otwór Ø 11, a podkładka teflonowa (*5*) jest odgięta do góry, dla zapewnienia dobrej izolacji.

Przy dostrajaniu należy stosować wkrętak izolowany, gdyż w pobliżu znajduje się anoda pod wysokim napięciem. Sygnał wejściowy jest doprowadzany do katody przez tulejkę zaciskową (*16*) Ø 10/8 × 23 przylutowaną do płytki laminowanej dwustronnie (*17*) o wymiarach 20 × 25 z otworem Ø 6. W otworze tym przepuszczany jest zacisk żarzenia (*15*) Ø 6 × 27, rozcięty na końcu dla lepszego sprężynowania. Całość jest obudowana ramką (*19*) 25 × 60 × 30 z blachy mosiężnej o grubości 1 mm przylutowaną do płyty (*9*). W końcu ramki na boku znajduje się gniazdo BNC, a naprzeciw niego trymer 0,5 ÷ 4 pF. Gniazdo jest połączone z trymerem

kondensatorem płytkowym 25 pF. Między trymerem i katodą znajduje się linia L_1 (*21*) w postaci paska blachy mosiężnej 34×10×05.

Dławiki żarzenia dołącza się wprost do płytki (*17*) i zacisku (*15*) z jednej strony, a z drugiej do kondensatorów przepustowych o pojemności 100 pF, wlutowanych w ramkę (*19*) na stronie czołowej. Anoda jest zasilana wysokim napięciem przez przewód dołączony do tarczy anodowej (*4*). Radiator anody musi być silnie chłodzony, nawet tylko przy włączonym żarzeniu.

Obwód wnękowy przestraja się w granicach 1120÷1300 MHz.

Maksymalna moc wyjściowa dla pracy ciągłej wynosi P_{wy} = 35 W przy wzmocnieniu wielkosygnałowym 4÷6 dB i małosygnałowym 6÷9 dB. Jeśli zastosować puszkę (*1*) o większej średnicy (Ø 100), to uzyskuje się wzmocnienie o 2 dB większe. Obwód katodowy może być dostrojony do 432 MHz i całość będzie pracować jako potrajacz. Duży zakres przestrajania układu pozwala na zastosowanie go także jako potrajacza w torze heterodyny, tj. 384/1152 MHz. Zasilacz i układ polaryzacji może być wykorzystany z wcześniej podanych opisów dla pasma 1296 i 432 MHz.

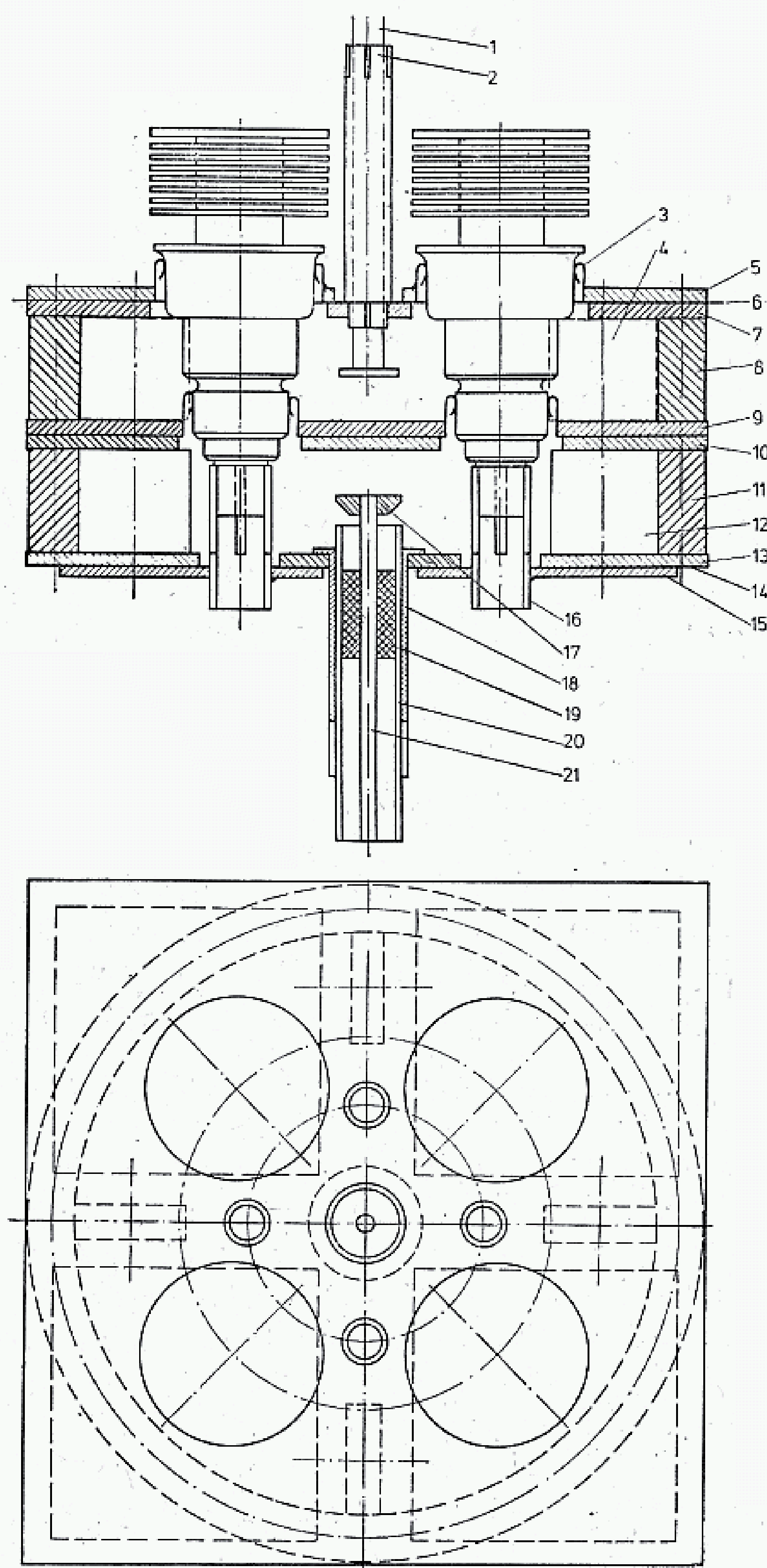
6.4.3.4 Wzmacniacz o mocy 100 W wg WB6IOM

Opisane wcześniej wzmacniacze mogą służyć do sterowania wzmacniacza QRO wg WB6IOM opisanego w [47]. Zawiera on dwie równolegle połączone lampy 2C39 w jednej wnęce. Wnękę tworzy ramka kwadratowa 70×70×20 przylutowana do płyty siatkowej 127×127. Wnęka zamknięta jest płytą górną 100×100, na której znajduje się płyta anodowa 90×90 odizolowana podkładką z teflonu. Na przekątnej w tych trzech płytach znajdują się symetrycznie położone dwa otwory, odległe o 40 mm dla dwóch lamp. Obwód katodowy zamknięty jest ramką 127×127×25 przymocowaną do płyty siatkowej. Całość jest intensywnie chłodzona z zewnątrz dostawianą typową dmuchawą promieniową (np. suszarką do włosów).

Prąd spoczynkowy I_{a0} = 50 mA. Dla U_b = 1000 V na anodzie nie można pracować z ciągłą falą nośną. Przy normalnej pracy CW dopuszcza się prąd anodowy I_a = 400 mA, przy pracy SSB w szczytach do 600 mA, przy średnim prądzie I_a = 300 mA. Moc 100 W uzyskuje się więc dla mocy doprowadzonej 300÷400 W. Cienkie kable koncentryczne (RG58) nie są w stanie przenieść tej mocy.

6.4.3.5 Wzmacniacz o mocy 230 W wg DK1UV

DK1UV zastosował we wzmacniaczu 4 lampy 2C39 połączone równolegle w jednym obwodzie wnękowym (rys. 6.52). Każda z lamp ma indywidualny pomiar prądu katody i ustawioną polaryzację, co umożliwia optymalizację. Prąd spoczynkowy każdej lampy ustawia się na I_a = 15 mA, a obwód katodowy dostraja do rezonansu stroikiem 17 na maksymalny prąd anodowy lamp przy sterowaniu próbnym mocą 1 W. Obwód anodowy ma cztery stroiki umożliwiające ustawienie równomiernego obciążenia lamp. Dla U_b = 900 V i prądu 4×150 mA przy sterowaniu mocą P_{we} = = 15 W uzyskuje się P_{wy} = 230 W dla pracy liniowej, tj. sprawność około 42%. Wzmocnienie wynosi około 12 dB. Szczegółowy opis wzmacniacza znajduje się w literaturze [48].



6.52. Wzmacniacz 230 W, wg DK1UV (DUBUS 4/78)

6.4.3.6 Uwagi na temat konstrukcji obwodów

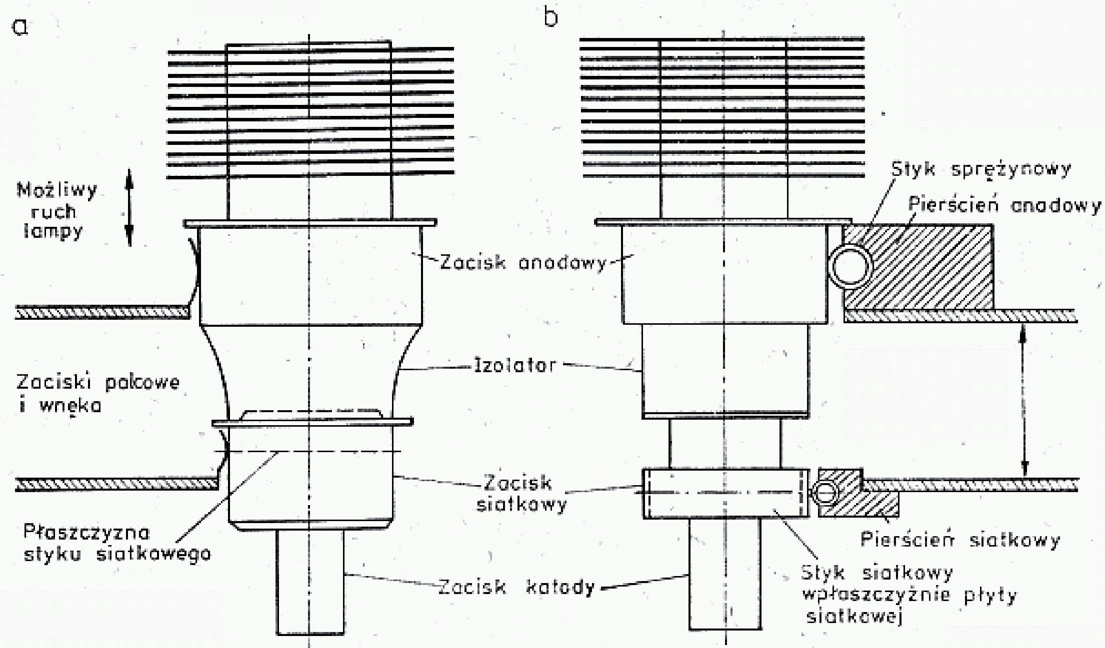
Wzmacniacze tranzystorowe dla pasma 1296 MHz dostarczają najczęściej mocy około 1 W. Moc wyjściowa uzyskiwana z prostego, jednolampowego wzmacniacza zależy od jego wzmocnienia. W opisanych poprzednio układach uzyskiwano wzmocnienie 6÷12 dB. Badania przeprowadzone przez N6CA (QST 6/81) i rozszerzone przez G4MPK i G3SEK [49] wykazały, że przenikanie prądów z wnęki anodowej do obszaru katody daje silne sprzężenie ujemne. Na przykład odchylenie co 4. palca zacisku grzebieniowego siatkowego w typowym układzie wzmacniacza powoduje spadek wzmocnienia o 3 dB. Stwierdzono ponadto, że prądy płynące w palcach zacisku grzebieniowego wygiętego wzdłuż lampy indukują po drugiej stronie pole elektromagnetyczne i to niezależnie od tego, czy są one wygięte do wnętrza wnęki anodowej, czy katodowej. Najmniejsze sprzężenie występuje, gdy zacisk siatkowy znajduje się w płaszczyźnie płyty siatkowej (rys. 6.53b). Prawidłowo wykonane połączenie siatki z płytą umożliwia, dzięki zmniejszeniu sprzężenia uzyskanie wzmocnienia do 15 dB, czyli uzyskanie mocy $P_{wy} = 30$ W przy sterowaniu mocą $P_{we} = 1$ W. Połączenie pokazane na rys. 6.53c składa się z pierścienia z wytoczonym żłobkiem i sprężyny. Najlepsza byłaby sprężyna, zwinięta na średnicy 6 mm, z drutu brązowego posrebrzanego. Można także zastosować taśmę brązową 2,5×0,1, lecz daje ona mniej punktów styku. Wymiary należy tak dobrać, aby lampa wchodziła dość ciasno, lekko pochylając zwoje sprężyny. Pozostałe szczegóły konstrukcyjne podano w literaturze [49]. Wnęka anodowa ma wymiary 175×175×19. Ramka boczna ma dwa otwory: na gniazdo wyjściowe BNC i na stroik.

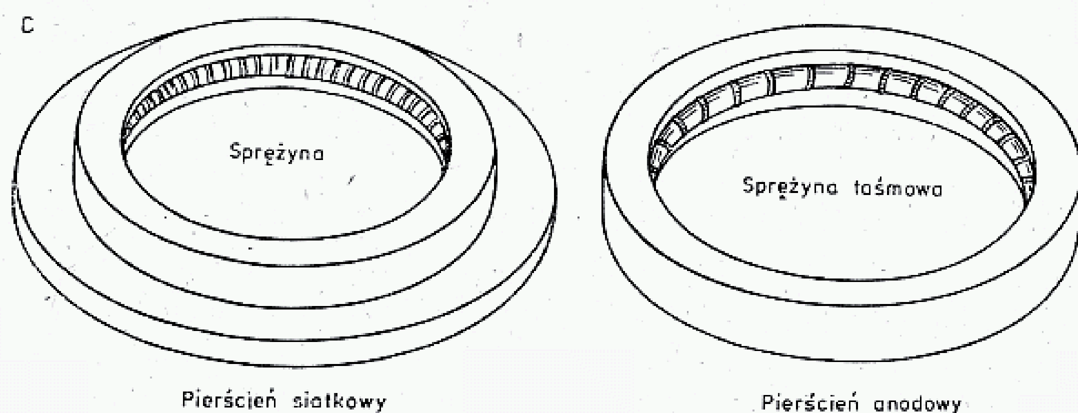
Pętla sprzęgająca może być obracana i przesuwana wraz z całym gniazdem BNC dla dobrania optymalnego sprzężenia (rys. 6.53d). W obwodzie anodowym znajduje się śruba do dostrojenia zgrubnego oraz z boku zamocowany jest stroik dokładny w postaci obracanej płytki.

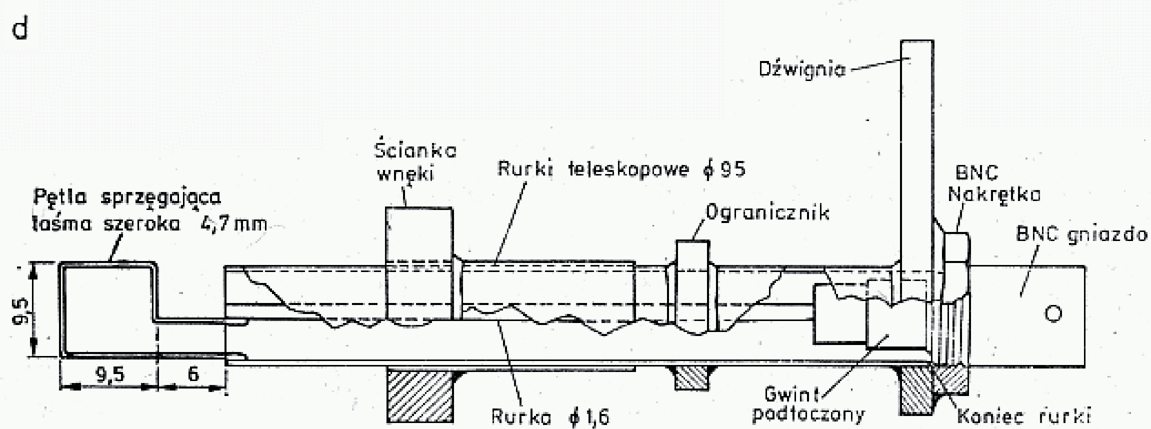
Na rysunku 6.53e i f pokazano widok boczny oraz wnętrze obwodu katodowego, a na rys. 6.53g schemat elektryczny wzmacniacza. We wzmacniaczu zastosowano lampę 7289 (odpowiednik 2C39). Wyniki zależą od stopnia zużycia lampy. Dla napięcia $U_a = 1$ kV uzyskano przy mocy wejściowej $P_{we} = 0{,}35$ W moc $P_{wy} = 27$ W (19 dB), a dla $P_{we} = 0{,}5$ W moc $P_{wy} = 32$ W (18 dB) i dla $P_{we} = 1$ W moc $P_{wy} = 40$ W (16 dB), przy czym zmiana mocy wymagała optymalizacji obciążenia, gdyż impedancja dopasowania lampy zależy od mocy. W próbnym układzie dla $U_b = 1{,}5$ kV uzyskano przy $P_{we} = 1$ W moc $P_{wy} = 60$ W.

6.5 Urządzenia dla pasma 2304 MHz

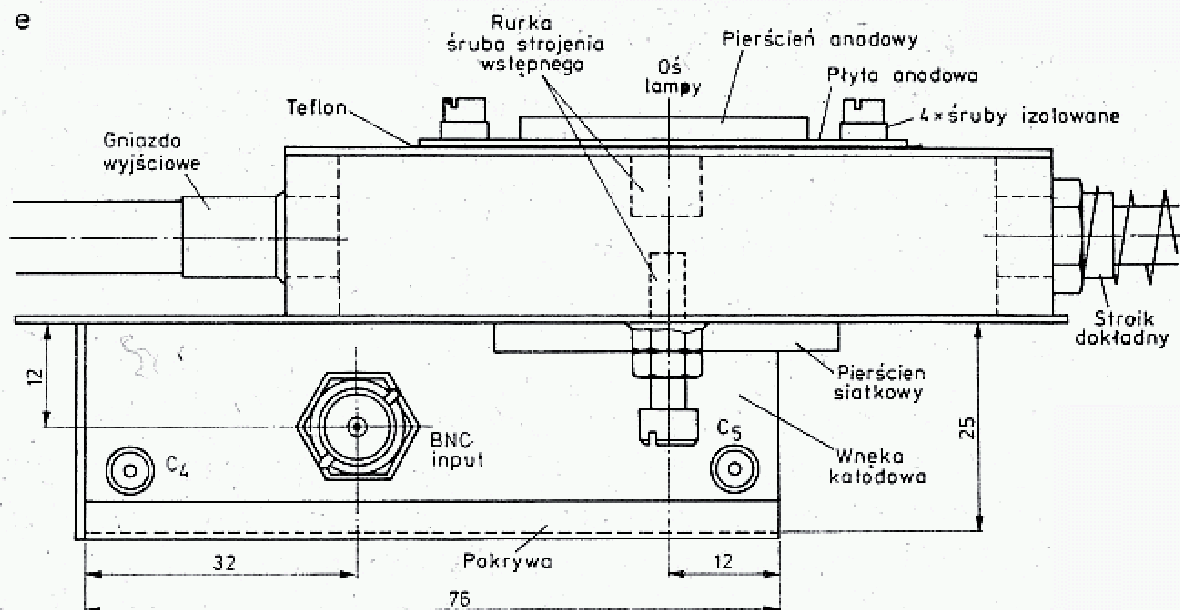
Zasady konstrukcyjne urządzeń nadawczo-odbiorczych dla pasma 2304 MHz są takie same jak urządzeń dla pasma 1296 MHz. Różnica polega na zmniejszeniu wymiarów oraz mniejszej liczbie rodzajów lamp i półprzewodników, które mogą pracować we wzmacniaczach mocy w tym pasmie. Tor odbiorczy opisano już w rozdziale o przedwzmacniaczach i mieszaczach (rozdz. 5.4 i 5.5), zaś heterodyny w rozdziale o generatorach (5.1.4). Tutaj podano tylko wybrane informacje na temat toru nadawczego.

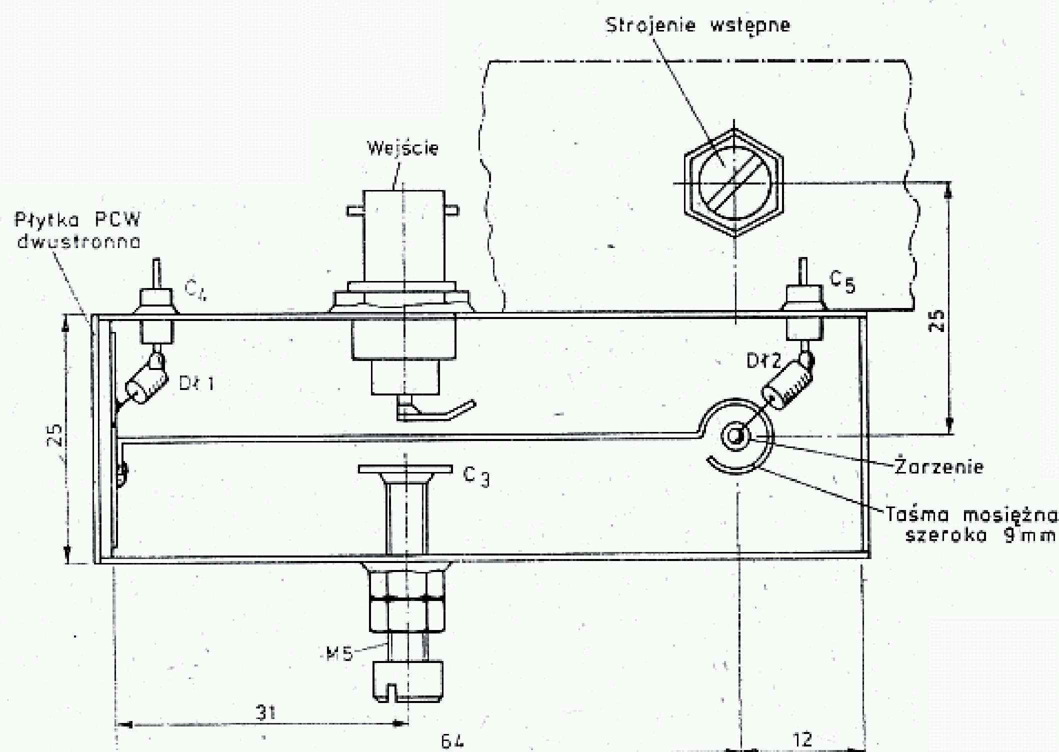

a
b
Możliwy ruch lampy
Styk sprężynowy
Pierścień anodowy
Zacisk anodowy
Izolator
Zaciski palcowe i wnęka
Zacisk siatkowy
Płaszczyzna styku siatkowego
Pierścień siatkowy
Zacisk katody
Styk siatkowy w płaszczyźnie płyty siatkowej


c
Sprężyna
Sprężyna taśmowa
Pierścień siatkowy
Pierścień anodowy

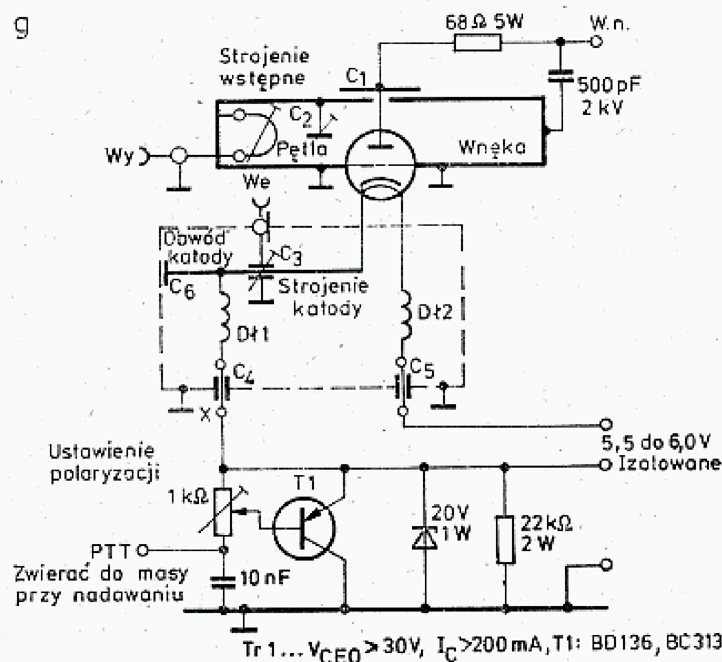

d
Dźwignia
Ścianka wnęki
Rurki teleskopowe ϕ 9,5
BNC Nakrętka
Pętla sprzęgająca taśma szeroka 4,7 mm
Ogranicznik
BNC gniazdo
9,5
9,5
6
Gwint podtoczony
Rurka ϕ 1,6
Koniec rurki

e





g



6.53. Wzmacniacz o dużym wzmocnieniu, wg G4PMK i G3SEK

a — konwencjonalny nacisk siatkowy i anodowy z dużą samoindukcyjną, b — ulepszony zacisk sprężynowy, c — budowa pierścienia ze sprężyną stykową, d — regulowana sonda sprzęgająca wyjściowa, e — widok boczny wzmacniacza bez lampy, f — wnętrze komory katodowej, g — schemat elektryczny wzmacniacza

Urządzenia małej mocy, do 200 mW, budowane są z reguły jako tranzystorowe, większe moce uzyskiwane są w urządzeniach lampowych, przeważnie z lampą 2C39. Wśród urządzeń lampowych dominują konstrukcje z obwodami wnękowymi, choć także spotyka się układy współosiowe.

6.5.1 Wzmacniacze tranzystorowe

We wzmacniaczach tranzystorowych dla pasma 2304 MHz stosowane są tranzystory z rodziny BFR podane w tablicy 6.5.1 (na końcu książki). W urządzeniach SSB stosuje się najczęściej heterodynę dla częstotliwości 2160 MHz i częstotliwości pośredniej 144 MHz. W niektórych krajach Europy pasmo to zaczyna się od 2320 MHz i wtedy heterodyna ma częstotliwość 2176 MHz. W torze heterodyny powszechnie stosuje się powielacze waraktorowe i diodowe oraz obwody paskowe półfalowe.

6.5.1.1 Transwerter wg OK1AIY

Transwerter ten powstał jako wynik wielu prób i usprawnień wykonanych przez OK1AIY. Jest on opisany obszernie w literaturze [50], a jego wcześniejsza wersja w [51]. Transwerter ma wspólną heterodynę (rys. 6.54a) o częstotliwości 2160 MHz z tranzystorem BFW92 na końcu i dwoma wyjściami dla mieszacza *Rx* ($2 \div 5$ mW) i *Tx* ($5 \div 10$ mW). W torze odbiorczym dwustopniowy wzmacniacz i mieszacz aktywny zbudowane są na tranzystorach BFR34a (rys. 6.54b). Sygnał pośredniej częstotliwości 144 MHz kierowany jest do transiwera UKF. W torze nadawczym, po jednotranzystorowym mieszaczu pracującym na tranzystorze BFR96 następuje 3-ogniwowy filtr pasmowy i 3-stopniowy wzmacniacz, dostarczający na wyjściu moc $50 \div 100$ mW (rys. 6.54c). Na rysunku 6.54d pokazano układ heterodyny i konwertera odbiorczego, a na rys. 6.54e konwerter nadawczy. Całość mieści się w trzech członach wykonanych z laminatu z przegrodami tworzącymi komory dla poszczególnych obwodów. Przełączanie N/O odbywa się za pomocą mikroprzełącznika.

6.5.1.2 Konwerter nadawczy wg DJ5AP

Prosty i nowoczesny konwerter nadawczy opisuje DJ5AP w [52]. Sygnał heterodyny o częstotliwości 2176 MHz i poziomie 10 mW zostaje wzmocniony do poziomu 60 mW i następnie jest mieszany na diodzie *D1* Schottky'ego HP5082—2800 (rys. 6.55). Można tu zastosować także popularną diodę 1N4148 (BAP795A), lecz moc wyjściowa będzie wtedy mniejsza. Po mieszaczu występuje filtr 2-ogniwowy, dwa stopnie wzmocnienia na tranzystorze BFR34A lub BFR90. Stopień końcowy obsadzony jest tranzystorem BFR96 lub BFR96s dając na wyjściu moc $P_{wy} = 200$ mW. Mieszacz otrzymuje sygnał 144 MHz o poziomie 300 mW. Strojenie polega na ustawieniu pojemności końcowych wkrętami M3 oraz chorągiewkami, które są zbliżone na odległość $0{,}5 \div 0{,}8$ mm do obwodów. Po włączeniu heterodyny prąd tranzystora *T1* wzrasta do $15 \div 20$ mA.

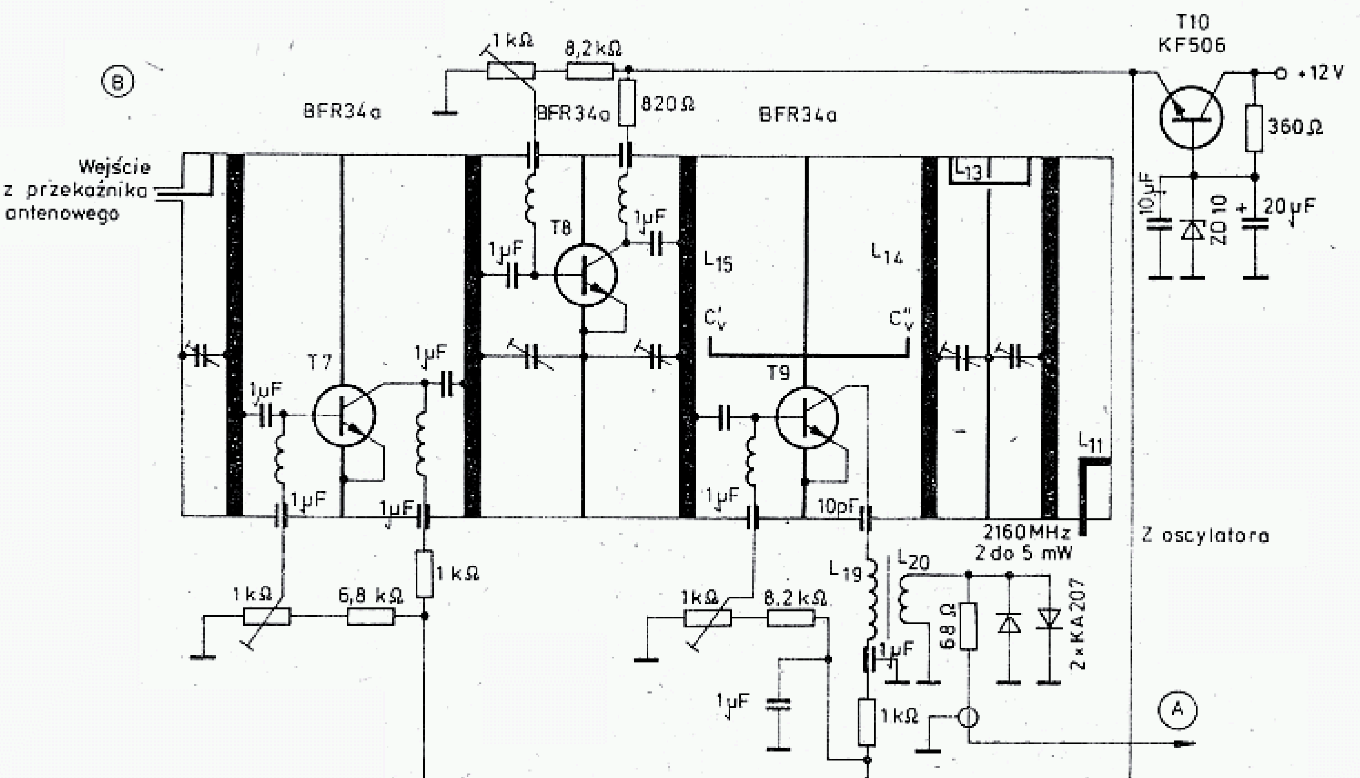
Jeśli tego nie można uzyskać, to moc sterująca diodę jest za mała i na wyjściu nie można uzyskać mocy $P_{wy} = 200$ mW. Napięcie heterodyny mierzona na diodzie

C – kondensator blokujący trapezowy

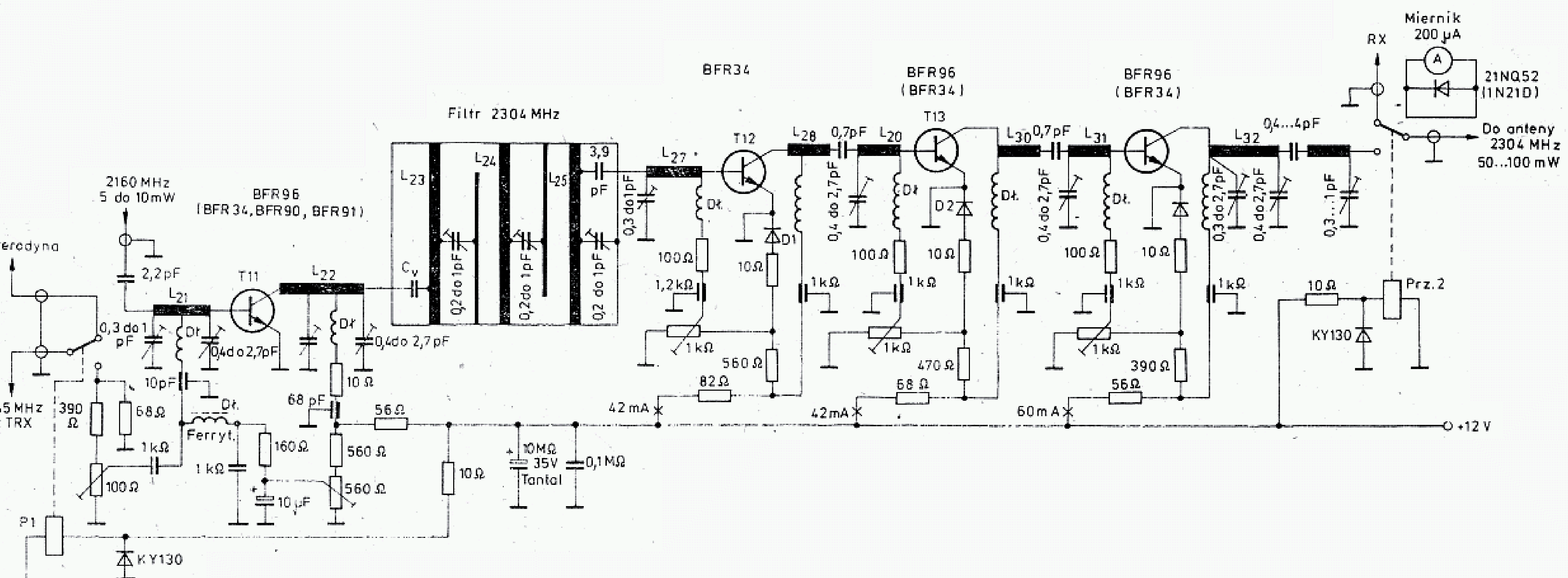
C_v – blaszka 3 × 10 mm odchylana

6.54

a — schemat heterodyny

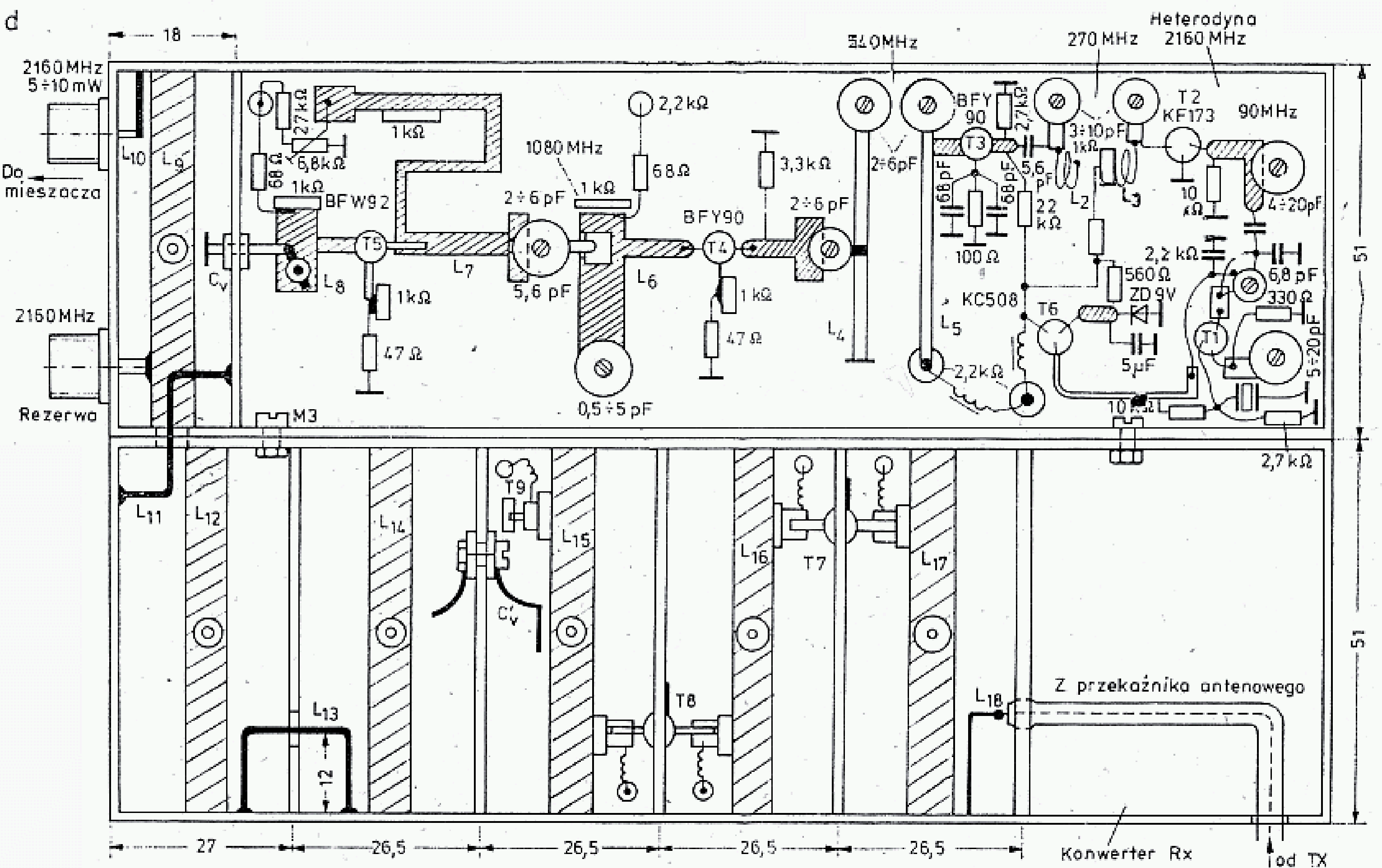


6.54
b — konwerter odbiorczy



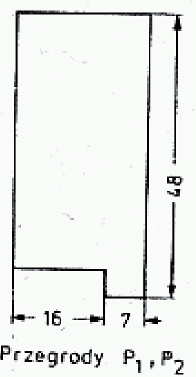
4

konwerter nadawczy

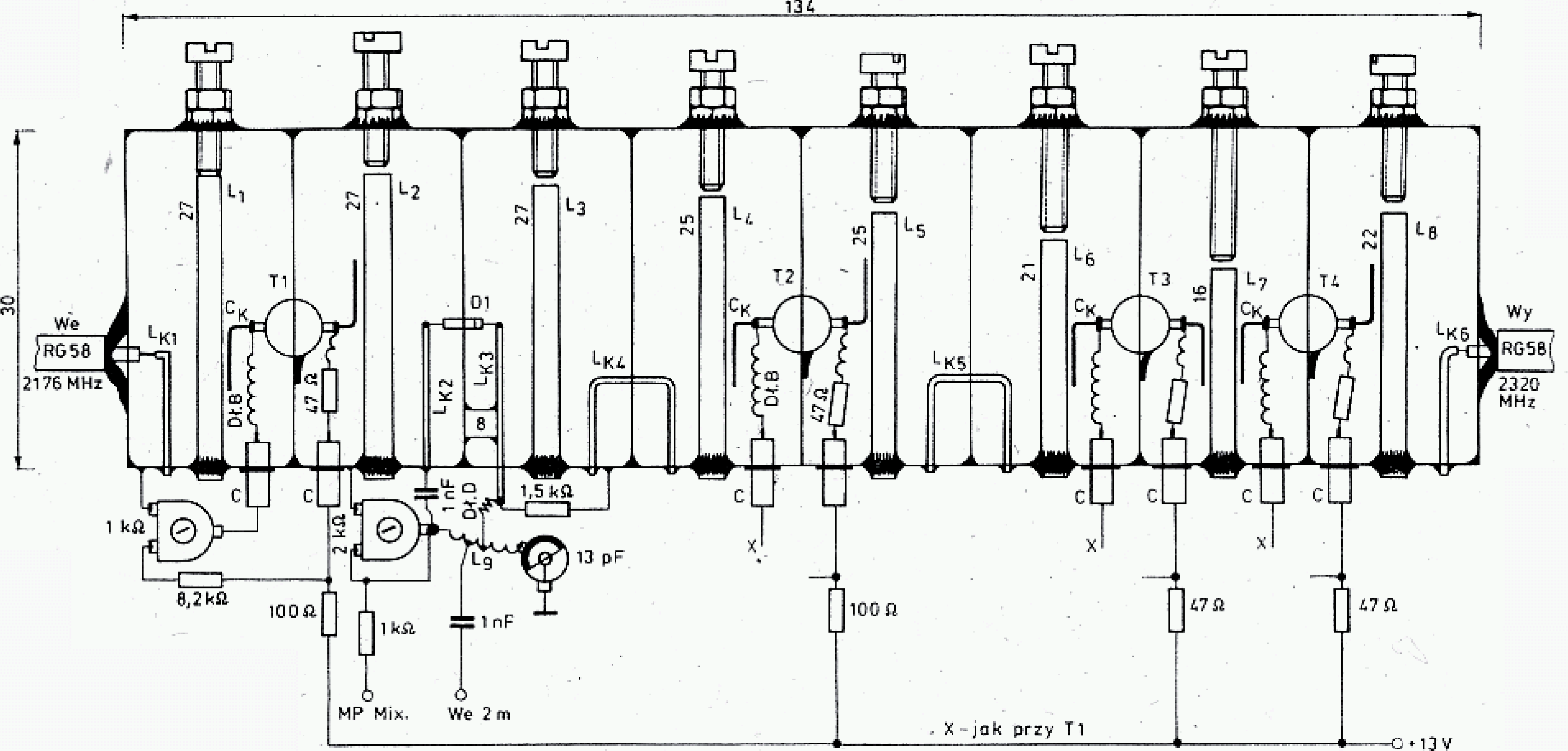


6.54

d — obraz układu heterodyny i konwertera odbiorczego



6.54. Transwerter 2304 MHz/144 MHz, wg OK1AIY
e — obraz konwertera nadawczego



6.55. Konwerter nadawczy DJ5AP

D1 w punkcie pomiarowym przy ustawieniu potencjometru na 2 kΩ powinno być równe 2,5 V. W czasie strojenia obwód $L_3 \div L_8$ większą wrażliwość prądową tranzystorów *T1* ÷ *T4* uzyskuje się po ustawieniu prądu spoczynkowego na wartość 5 mA. Po wstępnym zestrojeniu trymerem 1 kΩ ustawia się prądy spoczynkowe bez sygnału: dla tranzystora *T1* 5 mA; dla tranzystorów *T2*, *T3* 20 mA; dla tranzystora *T4* 30 mA.

Moc wyjściowa zależy od mocy heterodyny i egzemplarzy tranzystorów i wynosi $P_{wy} = 100 \div 200$ mW, całkowity pobór prądu przy $U_b = 12$ V bez sygnału wynosi około 80 mA, z sygnałem 100 mA. Tłumienie niepożądanych produktów mieszania i heterodyny wynosi ponad 40 dB, sygnału lustrzanego ponad 60 dB.

Całość wykonano w obudowie z blachy białej 0,3 ÷ 0,4 mm. Wymiary podano na rysunku, a wysokość wynosi 25 mm. Wzmacniacz można także wykonać stosując blachę mosiężną lub laminat dwustronny. Obwody rezonansowe wykonane są z rurki Ø 3 i są wlutowane w ściankę na wysokości 8 mm od podstawy. Rurki obwodów ucina się o 4 mm dłuższe, tak aby wystawały po drugiej stronie ścianki; daje to zapas na ewentualne wydłużenie linii gdyby nie można jej było dostroić.

6.5.1.3 Mieszacz i wzmacniacz dla częstotliwości 2304 MHz wg DC3QS

Nowoczesną wersję mieszacza hybrydowego ze sprzęgaczem kierunkowym opisuje DC3QS w [53] podając podstawy teoretyczne. Wskazuje on jednocześnie na możliwość wykonania takiego mieszacza dla większych częstotliwości z zakresu MKF, aż do 10 GHz włącznie.

Na rysunku 6.56a pokazano schemat elektryczny układu, a na rys. 6.56b obraz płytki. Na uwagę zasługuje wykonanie hybrydowe transformatora πL z linii paskowej z odcinkiem indukcyjnym i pojemnościowym. Modulator fazowy pracujący na waraktorze BXY28 otrzymuje sygnały o częstotliwości 144 MHz (Cw, SSB, FM) oraz przez sprzęgacz kierunkowy sygnały o częstotliwości 2160 MHz z heterodyny. Produkt mieszania w postaci sygnału 2304 MHz jest odbierany z innych wrót sprzęgacza kierunkowego. Przy mocy heterodyny 2160 MHz $P_h = 28,5$ dBm (700 mW) na wyjściu 2304 MHz otrzymuje się $P_{wy} = 24,8$ dBm (300 mW) (p. rozdz. 3.11).

Po mieszaczu tym można włączyć wzmacniacz liniowy pracujący na tranzystorze F1E6 firmy CTC, opisany przez DC3QS w [54]. Wzmacniacz pokazany na rys. 6.56c daje na wyjściu moc 1 W przy częstotliwości 2304 MHz. Jest to układ prosty, podobny do opisanych dla pasm o dłuższej fali i nie wymaga objaśnień. Tranzystor F1E6 ma emiter wewnętrzny dołączony do śruby mocującej i w związku z tym odpadają problemy jego dobrego połączenia z masą. Na rysunku 6.56d pokazano obraz płytki wykonanej na laminacie dwustronnym szklano-epoksydowym oraz przekrój przez miejsce mocowania tranzystora i gniazda BNC.

6.5.2 Wzmacniacze lampowe

We wzmacniaczach lampowych dla pasma 2304 MHz zastosowano lampy 2C39. OK1AIY próbował wykonać układ współosiowy, lecz uzyskał wyniki negatywne [55]. Spowodowane to jest tym, że w liniach współosiowych konieczne było stosowanie

a

144MH
L1
C2
C1
R
L
D
C3
2304 MHz
Tr
2160 MHz

b

24
26
16
1
144MHz
We
5
2304 MHz
Wy
D
3
2160 MHz
40,4
Tr

c

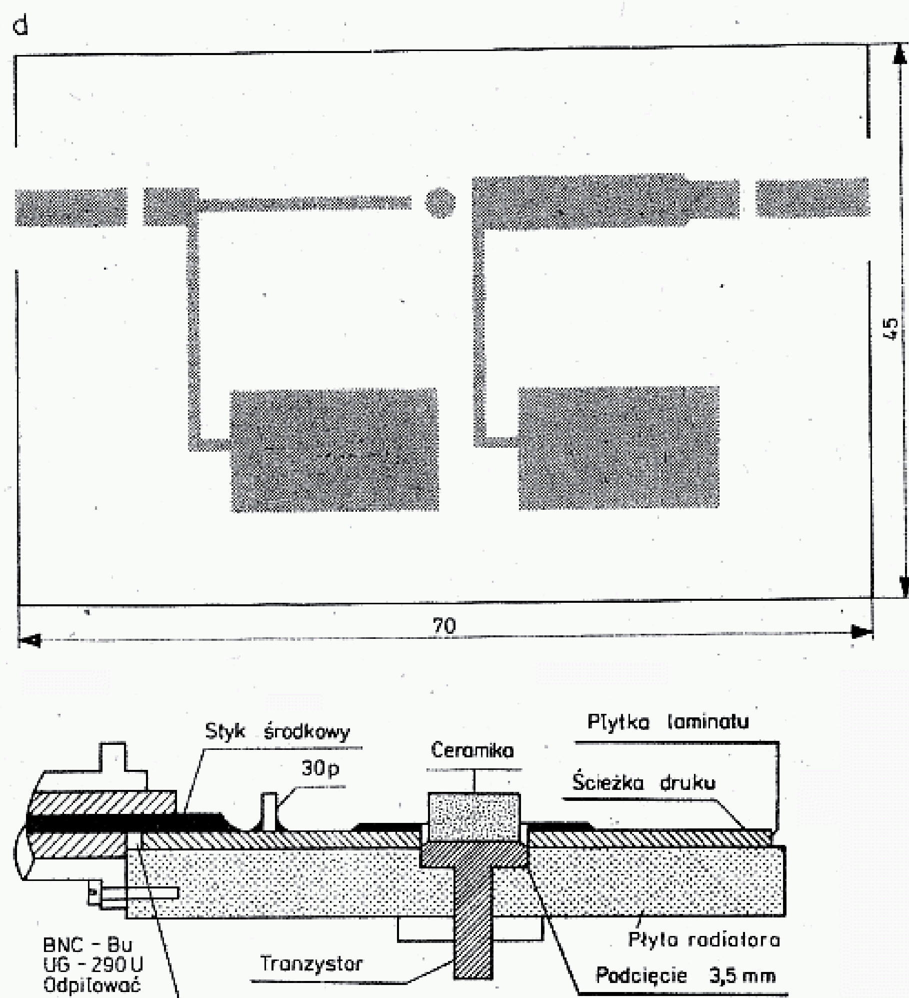
We
BNC
30 pF
F1E6
30 pF
Wy
BNC
22Ω
22Ω
1nF
1nF
BAY95
w kontakcie
termicznym
z radiatorem
BD115
+12 ÷ 15 V
0,1 µF
1kΩ
1,5 kΩ
250 Ω
0,1 µF
0,1 µF
3×
BAY95
DZ
C6V8

obwodów 3/4 λ, a nawet 5/4 λ, które były trudne do dostrojenia i sprzężenia. Wykonany układ nadawał się jako falomierz, lecz nie dawał wzmocnienia.

Dobre wyniki uzyskano natomiast przy zastosowaniu obwodów wnękowych wykonanych podobnie jak dla pasma 1296 MHz. Konstrukcję podwajacza wnękowego opisał WA9HUV [56]. Cechą charakterystyczną jego konstrukcji są dwie wnęki rezonansowe — anodowa i katodowa, w których lampa umieszczona jest acentrycznie. Daje to miejsce na wbudowanie stroików i złączy ze sprzężeniami pojemnościowymi. Podwajacz ten daje wzmocnienie 5 dB, to znaczy, że przy sterowaniu wejścia na 1152 MHz mocą 1 W przy częstotliwości 2304 MHz uzyskuje się moc ponad 3 W. Opierając się na tym wzorze DF5QZ [57] wykonał mieszacz, w którym sygnał heterodyny 2160 MHz jest sprzęgnięty z wnęką katodową, sygnał 144 MHz (SSB, CW) jest doprowadzony do przewodu zasilającego katodę. Podobną konstrukcję zastosował OK1AIY [55] w mieszaczu i wzmacniaczu pokazanym w przekroju na rys. 6.57a.

Schemat elektryczny mieszacza pokazano na rys. 6.57b, gdzie widać sposób sprzęgania sygnałów do obwodu katody w sposób wzajemnie sobie nie przeszkadzający.

Na rysunku 6.57c pokazano schemat stopni końcowych heterodyny z podwajaczem pracującym na diodzie waraktorowej. Heterodyna daje przy częstotli-



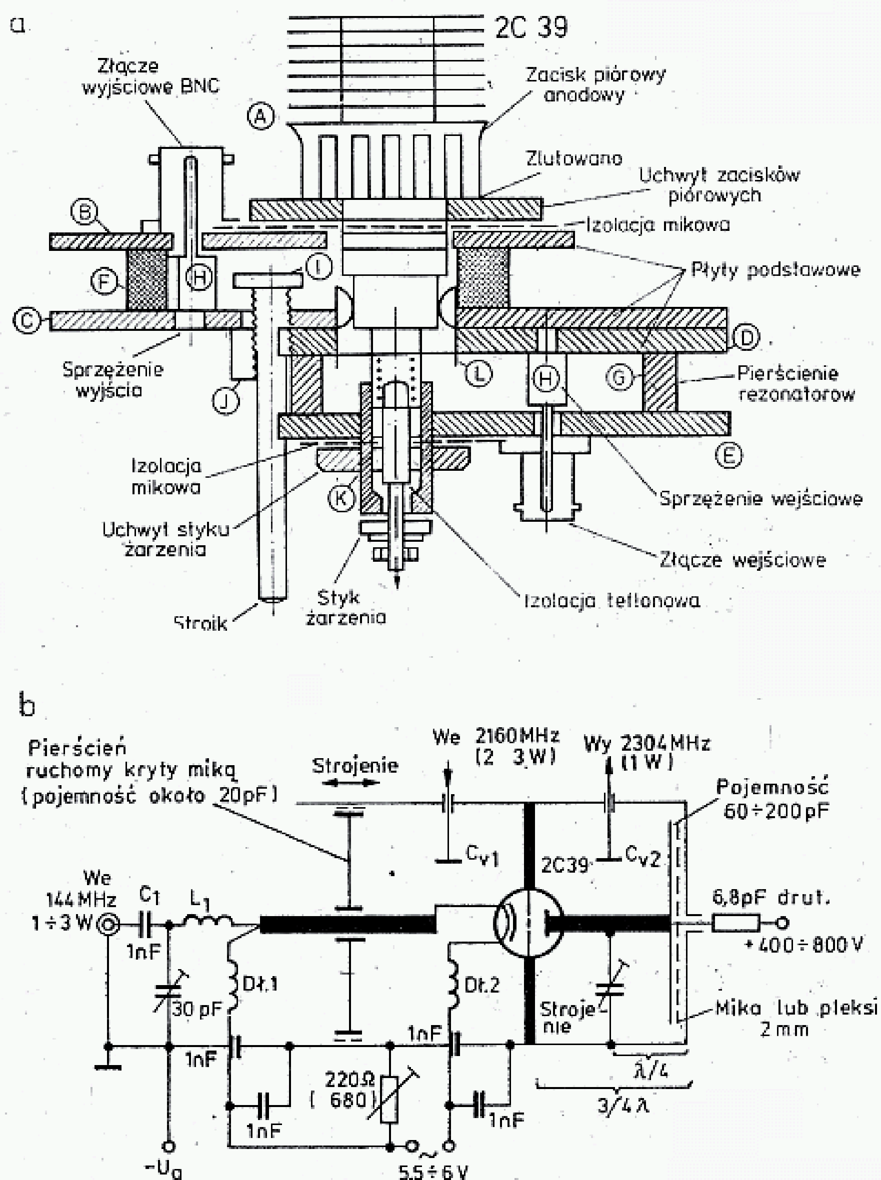
6.56. Mieszacz hybrydowy i wzmacniacz dla pasma 2304 MHz, wg CD3QS; podobny mieszacz można wykonać także dla wyższych pasm MKF

a — schemat elektryczny mieszacza z waraktorem BXY28, b — obraz płytki z drukiem na laminacie teflonowym Duroid RT5870 grubości 1,57 mm, c — schemat wzmacniacza 7 dB $P_{wy} = 1$ W, d — obraz płytki i sposób mocowania tranzystora

wości 2160 MHz moc około 2 W. Większą moc heterodyny można uzyskać albo stosując podwajacz pracujący na lampie 2C39 wg WA9HUV, albo stosując podwajacz pracujący na waraktorze BXY27. Podwajacz taki opisuje DF7QF w [58] (rys. 6.58), Podwajacz ten przy sterowaniu sygnałem 1152 MHz i mocą 12 W daje na wyjściu przy częstotliwości 2304 MHz moc 6 W, a największą sprawność 65% uzyskuje przy mocy sterującej około 6 W. W układzie tym na uwagę zasługuje sposób sprzęgnięcia wejścia i wyjścia z linią oraz sposób dołączenia waraktora. Stosując waraktor BXY28 uzyskuje się przy sterowaniu moc 5 W sprawność podwajania 75%.

6.6 Zasilacze

Zasilacz sieciowy, niezależnie od napięć wyjściowych, składa się z transformatora sieciowego, układu prostowniczego i filtru wygładzającego tętnienie. Zasilacze poważniejszych urządzeń tranzystorowych i niektórych lampowych mają ponadto na wyjściu dołączony układ stabilizujący napięcie.



6.57. Układy nadajnika 2304 MHz, wg OK1AIY

a — przekrój wzmacniacza/mieszacza wg koncepcji WA9HUV w wykonaniu OK1AIY, b — schemat mieszacza: L_1 — 4 zw. Cu 0,8 na D_w = 5 mm, dławiki 20 zw. DNE 0,25 na ø4, c — stopień końcowy heterodyny

C

PC88 PC88 2C39 KA244

+210 V stab.
5,5 ÷ 6V~
+400 ÷ 700V
1,5nF
33 Ω Drut
1kΩ 1kΩ
1,5 nF 1,5 nF 1,5 nF
Dł 2 Dł.4 Dł.6 Dł 7
540 MHz 10 ÷ 20 mW We
33 pF
L_1 L_2 L_3 L_4 L_5 L_6 L_7 L_8
C_v C_v C_v
540 MHz 200 mW
540 MHz 1 W
1080 MHz
5 pF 5pF 5 pF 5 pF 5pF 5pF 5pF 5 pF
Dł.1 Dł.3 Dł 5
1,5kΩ 1,5kΩ 1,5kΩ
220 Ω 100 Ω 220 Ω 100 Ω
I_k = 8 ÷ 10 mA
I_k = 8 ÷ 10 mA
I_k = 20 ÷ 30 mA
R_b 0,3 Ω
100 Ω 68 Ω
kontrola I_k
0,1MΩ
2160 MHz 2 W
Do mieszacza 2C39

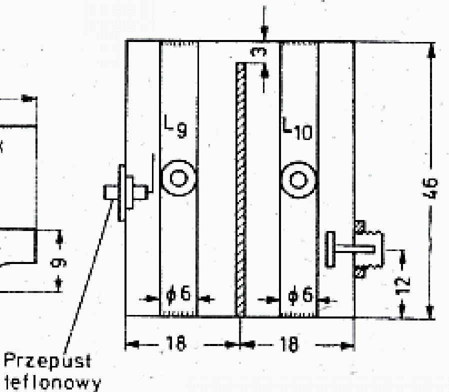
PC88
6,3 V
6,8 Ω
Dł λ/4
Dł λ/4 jak Dł.1

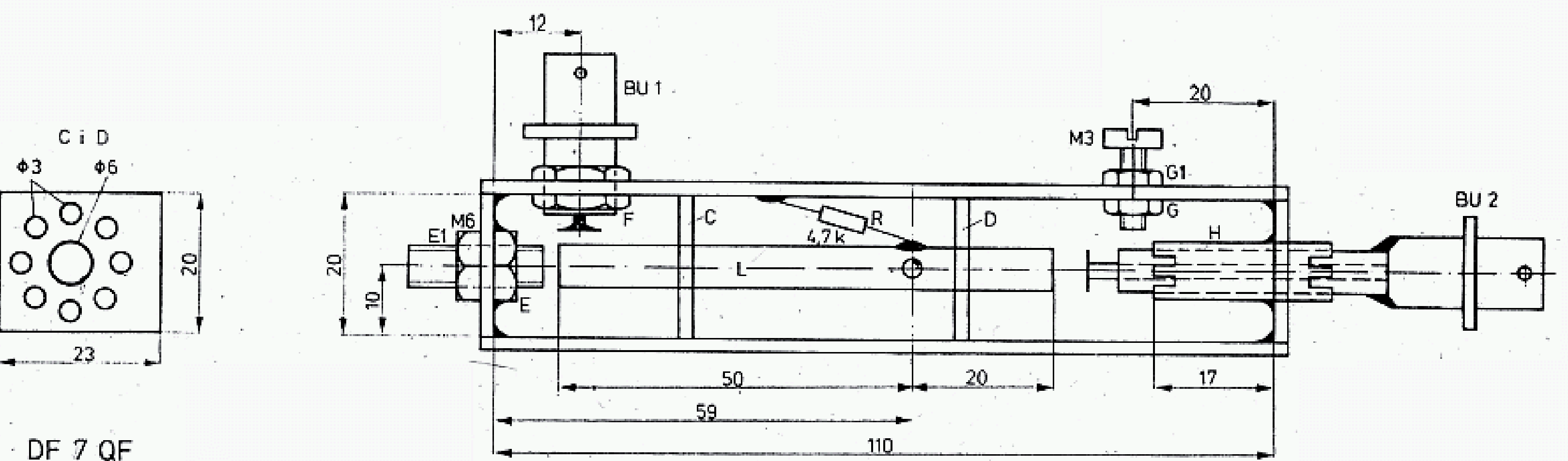


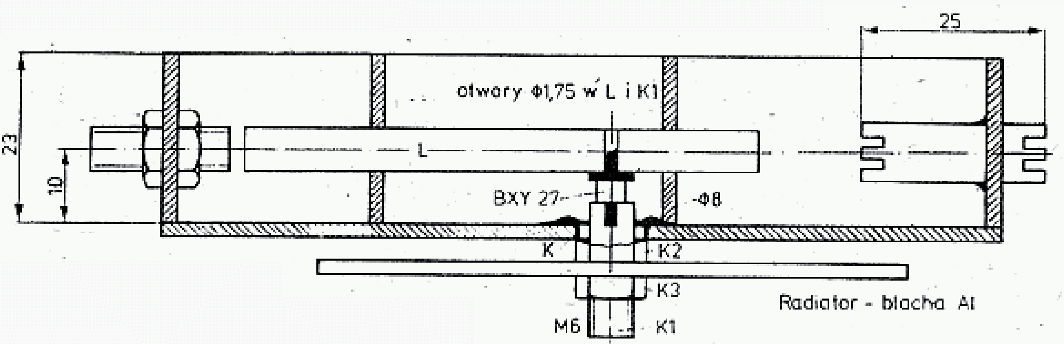
l = 38
ϕ 4
L_7

34
16
ϕ2
16
L_5

22
10
Cu pasek
6
L_6







6.58. Podwajacz waraktorowy 1080/2160 MHz 6 W, wg DF7QF

Osobną grupę stanowią zasilacze pobierające energię nie z sieci, lecz z akumulatora lub innego źródła, najczęściej o napięciu 12 V i przetwarzające ją na wyższe napięcie prądu stałego 24÷40 V lub na napięcie zbliżone do sieciowego, tj. 220 V, 50 Hz.

6.6.1 Transformator sieciowy

Transformatory sieciowe małych mocy najlepiej dobiera się spośród szerokiego asortymentu transformatorów produkowanych w kraju. Część z nich zestawiono w tablicy 6.6.1 (na końcu książki), stosując następujące oznaczenia: *T* — transformator, *S* — sieciowy, pierwsza liczba — moc w VA, druga — nr schematu uzwojenia, dalej, napięcie pierwotne, prąd magnesujący oraz napięcie i prądy obciążenia nominalnego uzwojeń wtórnych. Transformatory te mogą być krótkotrwale przeciążane do 30%, lecz wtedy należy liczyć się ze znacznym spadkiem napięcia.

Przy projektowaniu transformatora dla celów amatorskich wystarczają obliczenia przybliżone oparte na wzorach podanych w [59]. Najpierw należy określić moc pozorną obwodów wtórnych transformatora. Jest ona sumą mocy poszczególnych uzwojeń $U_2 \cdot I_2$: (rys. 4.178)

$$P = U_{21} \cdot I_{21} + U_{22} \cdot I_{22} + U_{23} \cdot I_{23} + \dots \text{ [VA]} \tag{6.12}$$

W transformatorach, w których rdzeń wykonany jest z blach transformatorowych walcowanych na gorąco, przyjmuje się, że indukcję $B = 1{,}2$ T (12 000 Gs), dla blach walcowanych na zimno $B = 1{,}6$ do $1{,}7$ T.

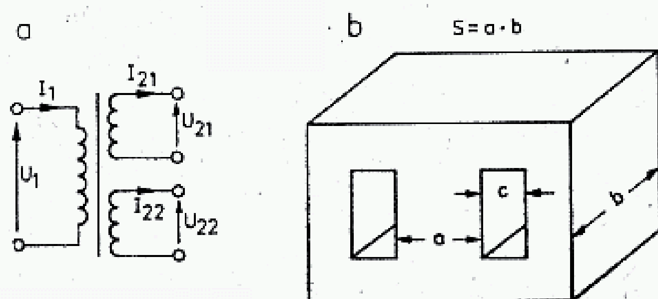
Przekrój fizyczny rdzenia $S = a \cdot b$ przy założeniu współczynnika wypełnienia żelazem 0,9 i dla $B = 1{,}2$ T oblicza się ze wzoru przybliżonego:

$$S = 1{,}1 \div 1{,}2\sqrt{P} \text{ [cm}^2\text{, VA]} \tag{6.13a}$$

a dla $B = 1{,}6$ T:

$$S = 0{,}9\sqrt{P} \text{ [cm}^2\text{, VA]} \tag{6.13b}$$

Wartość prądu I_2 w obwodzie żarzenia ustala się na podstawie danych katalogowych lampy. W obwodzie prostownika sprawa określenia natężenia prądu jest bardziej złożona. Wartość skuteczna prądu I_2, powodująca nagrzewanie uzwojeń, zależy od wartości średniej prądu wyprostowanego I_0 oraz od układu prostownika i filtru. Wartość średnia napięcia wyprostowanego U_0 zależy natomiast od wartości skutecznej napięcia wtórnego transformatora U_2 i także od układu prostownika, filtru i od obciążenia. Na rysunku 6.60 zestawiono najczęściej spotykane układy



6.59. Transformator zasilacza

a — oznaczenie uzwojeń, b — wymiarowanie rdzenia

prostowników, a w tablicy 6.6.2 odpowiadające im przybliżone współczynniki obliczeniowe.

Liczbę zwojów z dla uzwojenia o napięciu U oblicza się mnożąc to napięcie przez liczbę z', określającą liczbę zwojów na wolt. Liczbę z' otrzymuje się z podstawowego równania na SEM w transformatorach:

$$E = \sqrt{2}\pi \cdot f \cdot z \cdot B \cdot s \quad [\text{V, Hz, T, m}^2] \qquad (6.14)$$

Tablica 6.6.2

Współczynniki obliczeniowe prostowników z rys. 6.60

Układ	U_2/U_0	I_2/I_0	U_{wst}/U_0	U_t/U_0	P_2/P_0
a	0,9	2,6	2,6	0,2	2,2
b	0,3	1,3	1,6	0,1	1,7
c	0,3	1,8	1,3	0,1	1,9
d	1,1	1,0	1,6	0,67	1,3
e	0,9	1,8	1,3	0,1	1,9
f	0,45	3,6	1,3	0,1	1,9
g	0,45	3,6	1,3	0,2	1,9

Jeśli podstawimy S w cm², $f = 50$ Hz, to otrzymamy

$$z' = \frac{z}{E} = \frac{45}{S \cdot B} \quad [\text{zw., V, cm}^2\text{, T}] \qquad (6.15a)$$

Dla $B = 1{,}2$ T i współczynnika wypełnienia 0,9 otrzymamy:

$$z' = \frac{42}{S} \qquad (6.15b)$$

a dla blachy na zimno walcowanej ($B = 1{,}6$ T) otrzymamy:

$$z' = \frac{32}{S} \qquad (6.15c)$$

Liczba zwojów z_n uzwojenia o napięciu U_n wynosi więc:

$$z_n = z' \cdot U_n \qquad (6.16)$$

Przykład: $P_2 = 100$ VA stąd $S = 1{,}1\sqrt{100} = 11$ cm² i dla $B = 1{,}2$ T, $z' = 42/11 = 3{,}82$ zw/V, a więc dla $U_1 = 220$ V potrzeba $z_1 = 3{,}82 \cdot 220 = 840$ zw., a dla $U_2 = 20$ V potrzeba $z_2 = 3{,}82 \cdot 20 = 77$ zw.

Dla skompensowania spadku napięcia na rezystancjach uzwojeń należy dodać pewną liczbę zwojów po stronie wtórnej (Δz_2) i odjąć po stronie pierwotnej (Δz_1). Łącznie względna (procentowa) zmiana liczby zwojów:

$$\left(\frac{\Delta z_1}{z_1} + \frac{\Delta z_2}{z_2}\right) \cdot 100 = \frac{\Delta U}{U} \cdot 100 \; [\%] \qquad (6.17)$$

powinny pokrywać względne spadki napięcia podane w tablicy 6.6.3.

Tablica 6.6.3

Przybliżone wartości spadków napięć [59]

P_2 [VA]	10	25	50	100	250	500	1000
Względny łączny spadek napięcia [%]	25	18	12	9	5	4	2,5

Przykład: $S = 11$ cm², $P = 100$ VA, $\Delta U/U = 9\%$. Rozkłada się kompensację dając po stronie pierwotnej 5% i po wtórnej 4%, stąd po stronie pierwotnej należy odjąć $\Delta z_1 = 0{,}05 \cdot 840 = 42$ zw., a po stronie wtórnej dodać $0{,}04 \cdot 76{,}4 = 3$ zw.

Przekroje drutów (średnice) zależą od przyjętej gęstości prądowej j oraz od natężenia prądu I. Średnicę drutu miedzianego oblicza się z zależności:

$$d = 1{,}13\sqrt{\frac{I}{j}} \quad [\text{mm, A, A/mm}^2] \qquad (6.18)$$

przy czym gęstość prądu j, uzależniona od możliwości chłodzenia uzwojenia, wynika z szerokości okna c i przyjmuje się ją według tablicy 6.6.4. W praktyce nie popełnia się dużego błędu przyjmując w małych transformatorach (do 30 VA) $j = 3$ A/mm², a w dużych (500 VA) $j = 1{,}5$ A/mm².

Tablica 6.6.4

Najczęściej stosowane gęstości prądu [59]

Szerokość okna C [cm]	1	2	3	4
Gęstość prądu $j\left[\frac{\text{A}}{\text{mm}^2}\right]$	5÷3	3,5÷2	2,5÷1,4	2÷1

Prąd strony pierwotnej zależy od sprawności transformatora η. Można przyjąć, że dla $P = 10$ VA $\eta = 0{,}7$; dla $P = 100$ VA $\eta = 0{,}85$ i dla $P = 1000$ VA $\eta = 0{,}92$. Stąd prąd pierwotny I_1 w stanie obciążenia mocą pozorną P przy napięciu U_1 wynosi:

$$I_1 = \frac{P}{\eta \cdot U_1} \quad [\text{A, VA, V}] \qquad (6.19)$$

Przykład: $P = 100$ VA, $\eta = 0{,}85$, $U_1 = 220$ V, stąd $I_1 = 100/0{,}85 \cdot 220 = 0{,}53$ A oraz $d_1 = 1{,}13\sqrt{0{,}53/3} = 0{,}47 \cong 0{,}5$ mm.

Prąd stanu jałowego (magnesujący) I_{01} wynosi 10÷30% prądu obciążenia i można go obliczyć z zależności:

$$I_{01} \cong \frac{0{,}97 \cdot S \cdot l_ż}{U_1} \quad [\text{A, cm}^2\text{, cm, V}] \qquad (6.20)$$

gdzie: $l_ż$ — średnia długość drogi strumienia w rdzeniu [cm].

Przykład: $l_ż = 25$ cm, $S = 11$ cm², $U_1 = 220$ V, stąd $I_{01} = 0{,}097 \cdot 11 \cdot 25/220 = 0{,}12$ A.

W tablicy 6.6.5 zestawiono przybliżone wartości prądu jałowego i strat w transformatorach.

Z zasady uzwojenie sieciowe nawija się jako pierwsze, tj. przy rdzeniu, uzwojenia wtórne muszą być izolowane odpowiednio wytrzymałą izolacją i są nawijane kolejnymi warstwami, z tym, że uzwojenie nawijane najgrubszym drutem tworzy zazwyczaj warstwę zewnętrzną.

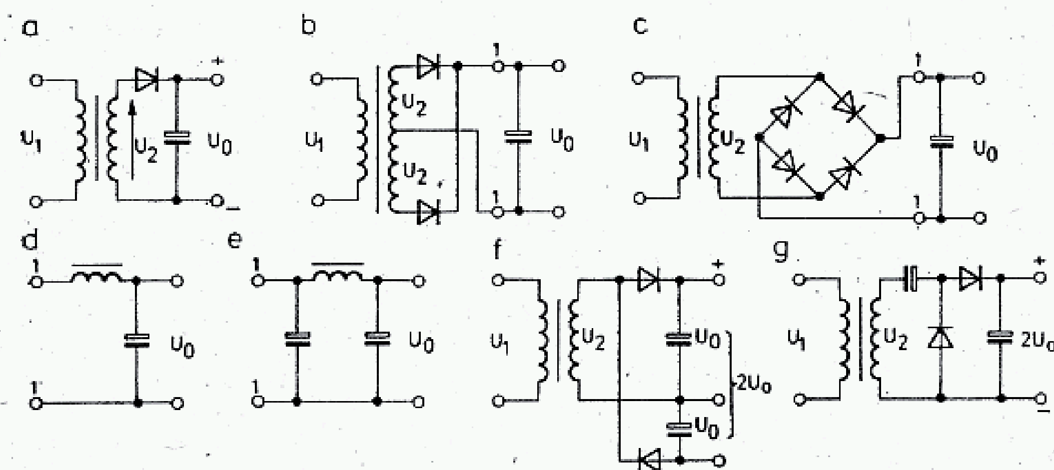
Tablica 6.6.5

Przybliżone wartości prądu i strat w stanie jałowym przy zasilaniu 220 V, 50 Hz [59]

Moc transformat. P_2 [VA]	Prąd w stanie jałowym I_0 [mA]	Straty jałowe P_0 [W]
20÷40	30÷60	3÷5
40÷80	40÷100	5÷9
80÷120	70÷180	9÷12

6.6.2 Prostownik z filtrem

Na rysunku 6.60 pokazano najczęściej stosowane układy prostowników. Układy a, b, c są układami z tzw. wejściem pojemnościowym. Są to układy najczęściej stosowane w zasilaczach małego napięcia (do 100 V). Układ jednopołówkowy (a) stosuje się tylko przy małych prądach (do 10÷20 mA). Układ dwupołówkowy (b) jest często stosowany przy większych prądach, lecz wymaga transformatora z podwójnym uzwojeniem wtórnym, które jest wykorzystywane tylko w 50%. Najlepszy



6.60. Układy połączeń prostowników

a — jednopołówkowy, b — dwupołówkowy (dwufazowy), c — mostkowy (Graetza), d — filtr LC, e — filtr CLC (π), f — podwajacz napięcia Delona, g — podwajacz napięcia Villarda

jest układ mostkowy (c), gdyż w pełni wykorzystuje on uzwojenie transformatora, a poza tym na diodach występuje mniejsze napięcie zwrotne (tabl. 6.6.2).

Układy z wejściem pojemnościowym mają jeden kondensator o wielkiej pojemności, której wartość można oszacować z zależności:

$$C_0 = \frac{30 \cdot I_0}{U_0} \quad [\mu F, \text{mA}, \text{V}] \qquad (6.21)$$

lub prościej: 3÷4 μF na 1 mA prądu. Dokładne obliczenia, uwzględniające dopuszczalne tętnienie oraz rezystancję transformatora i obciążenia R_0 podane w literaturze [V/48]. Prostowniki jednopołówkowe (a) wymagają dwukrotnie większych pojemności.

Przy dużych prądach, ponad 10 A, stosuje się układy z wejściem dławikowym (rys. 6.60). Dławik wydłuża czas przepływu prądu przez diody, zmniejsza więc ich prąd szczytowy oraz ułatwia filtrację napięcia przy większych obciążeniach. Przy niskich napięciach i dużych prądach stosowanie dławików jest dyskusyjne, gdyż wnoszą one znaczącą rezystancję do obwodu, na której wystąpić może znaczny spadek napięcia. Dla skuteczniejszego działania dławik musi mieć dużą indukcyjność. Uzyskuje się ją albo stosując dużą liczbę zwojów, albo dużą objętość żelaza. Dlatego też wejścia dławikowe są stosowane rzadko. Sposób obliczania dławików podano w literaturze [59].

W układach wyższych napięć (250÷500 V) często stosuje się układ z filtrem *C-L-C* (rys. 6.60e) i prostownikiem dwupołówkowym lub mostkowym. Zasilacze te mają prądy obciążenia nie przekraczające 300 mA, a napięcie wyjściowe nie jest stabilizowane. Układ *C-L-C* jest korzystniejszy od układu (rys. 6.60c), gdyż łączna pojemność kondensatorów jest mniejsza, a kondensatory wysokonapięciowe mają dość znaczne rozmiary. Jako dławiki stosuje się dławiki używane w produkowanych obecnie telewizorach. W układzie *C-L-C* pojemność pierwszego kondensatora jest niezbyt duża, skutkiem czego nie zachodzi niebezpieczeństwo uszkodzenia diod pierwszym impulsem prądu ładującego kondensator w chwili włączenia prostownika do sieci.

W układach wysokonapięciowych (500÷3000 V) stosuje się prostowniki w układzie mostkowym z wejściem pojemnościowym, bez dławika (c) lub układy podwajania napięcia. Układy z podwajaniem napięcia umożliwiają zastosowanie typowych transformatorów starszych typów z napięciami 2×400 V do 2×600 V bez przewijania.

Stosowane są dwa układy podwajaczy napięcia: Delona (rys. 6.60f) i Villarda (rys. 6.60g). W układzie Delona częstotliwość tętnienia wynosi 100 Hz, co ułatwia filtrację oraz jest mniejsza rezystancja wewnętrzna. Wadą tego układu jest, że żaden z końców uzwojenia transformatora nie jest połączony z masą. Nie pozwala to na wykorzystanie odczepów transformatora do uzyskania napięć pośrednich, np. dla zasilania siatek ekranujących w lampach mocy. W układzie Delona każdy z kondensatorów pracuje w podobnych warunkach, przy połowie napięcia wyjściowego. Stosuje się tu obecnie prawie wyłącznie kondensatory elektrolityczne, łączone ewentualnie szeregowo.

W układzie Villarda (rys. 6.60g) jeden koniec uzwojenia transformatora połączony jest z masą. Układ Villarda można zastosować w zasilaczu beztransformatorowym dołączając go wprost do sieci 220 V, tak by masa była połączona z przewodem o napięciu 0. Uzyskuje się tu napięcie wyprostowane 600 V, a rezystancja prostownika w dużym stopniu zależy od pojemności zastosowanych kondensatorów. Zastrzeżenia do stosowania takiego układu podano w rozdziale 6.2.4.5. W prostowniku Villarda tętnienia 50 Hz są gorzej filtrowane, zaś kondensator szeregowy musi nie tylko wytrzymywać składową stałą, lecz mieć zdolność przepuszczania

dużej składowej zmiennej. Nie wszystkie kondensatory elektrolityczne dopuszczają obciążanie dużą składową zmienną (p. rozdz. 3.3).

W układzie Villarda kondensator po drugim prostowniku pracuje przy pełnym napięciu U_0. Ponieważ kondensatory elektrolityczne budowane są do napięcia pracy 500 V, to przy wyższych napięciach należy łączyć je szeregowo. Aby podział składowej stałej napięcia między kondensatorami był równy, a zależy on od upływności kondensatorów, do kondensatorów dołącza się takie rezystory, by płynął przez nie prąd 1÷5 mA na każde 100 μF pojemności kondensatora. W praktyce rezystory te mają rezystancję 30÷500 kΩ. Mniejsze wartości korzystniej wpływają na pracę prostownika, gdyż nieco obniżają maksymalne napięcie w czasie, gdy prostownik nie jest obciążony. Za to rezystory te muszą mieć większą dopuszczalną moc strat.

Przykład: przy napięciu $U_C = 450$ V i $R = 100$ kΩ $I_R = 4{,}5$ mA i $P_R = 2$ W. Ze względu na poważne następstwa uszkodzenia się takiego rezystora należy stosować zawsze rezystory o większej mocy niż to wynika z obliczeń.

Na podstawie układu Villarda można zbudować także potrajacze napięcia [V-48], lecz są one stosowane rzadko.

W rozdziale 6, przy opisach niektórych lampowych wzmacniaczy mocy, podane są także układy wysokonapięciowych zasilaczy wraz z wartościami poszczególnych elementów.

W chwili włączenia prostownika do sieci, kondensatory są nie naładowane i przez diody płynie krótkotrwający prąd zwarcia. Prąd ten może uszkodzić diody, a ponadto jest niekorzystny dla kondensatorów. Udar prądu po stronie pierwotnej transformatora może spowodować przepalenie się bezpieczników. Na udar wywołany prądem ładowania nakłada się zwiększony prąd żarzenia lamp, gdyż ich zimne włókna mają rezystancję 4÷7 razy mniejszą oraz udar wywołany dołączaniem dużej indukcyjności transformatora na pełne napięcie. Aby zapobiec tym wszystkim ujemnym zjawiskom szeregowo z uzwojeniem pierwotnym transformatora należy włączyć rezystor ograniczający prąd włączenia. Stosuje się rezystancje 10÷30 Ω i moce 5—15% mocy transformatora. Rezystor ten, po włączeniu zasilania, zwierany jest dodatkowym przełącznikiem z opóźnieniem 1÷5 s.

Można także zastosować przekaźnik zwierający, a sterowany prądem płynącym np. przez rezystor dzielnika napięcia na kondensatorach. Przekaźnik włącza się w szereg z ostatnim rezystorem od strony masy, odpowiednio korygując jego wartość. Przekaźnik powinien zwierać rezystor ograniczający, gdy napięcie na kondensatorze osiągnie wartość 0,7÷0,9 napięcia nominalnego przy obciążeniu. Układ taki ma tę dodatkową zaletę, że w przypadku zwarcia po stronie wielkiego napięcia lub przeciążenia powoduje włączenie rezystora ograniczającego prąd, chroniąc w ten sposób diody i transformator. Niezależnie od tego powinno zadziałać zabezpieczenie bezpiecznikami topikowymi zwłocznymi.

6.6.3 Stabilizatory niskiego napięcia

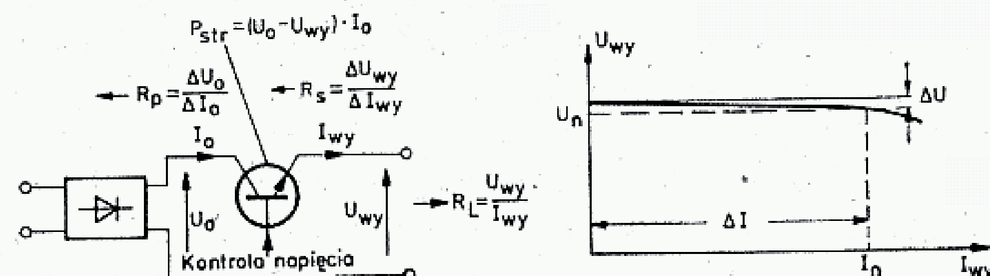
Większość poważniejszych układów tranzystorowych wymaga stabilizacji napięcia zasilającego. Prawidłowo zaprojektowany i wykonany stabilizator spełnia jedno-

cześnie funkcję filtru i jest często nazywany filtrem elektronicznym. Filtr taki odpowiada filtrowi pojemnościowemu o bardzo dużej pojemności.

Stabilizatory napięcia opisują następujące parametry (rys. 6.61):

U_0 — napięcie wyjściowe prostownika, wartość średnia;
U_{wy} — napięcie stabilizowane na wyjściu stabilizatora;
U_t — amplituda napięcia tętnienia;
I_0 — prąd pobierany z prostownika, wartość średnia;
I_{wy} — prąd obciążenia pobierany ze stabilizatora (nieco mniejszy niż I_0);
R_{wp} — rezystancja wewnętrzna prostownika wraz z transformatorem;
R_{ws} — rezystancja wewnętrzna stabilizatora;
P_{str} — moc tracona w tranzystorze stabilizującym.

Teorię stabilizatorów wraz z metodami obliczeń opisano w literaturze [V/5, 48].



6.61. Parametry zasilacza stabilizowanego i jego charakterystyka wyjściowa

Stabilizacja jest możliwa, gdy jest spełniona zależność:

$$U_0 \geqslant U_{wy} + U_t + 1{,}5\ \mathrm{V} \tag{6.22}$$

Napięcie U_0 nie powinno być nadmiernie duże w porównaniu z U_{wy}, gdyż straty w tranzystorze stabilizującym zależą od różnicy tych napięć:

$$P_{str} \cong (U_0 - U_{wy}) \cdot I_{wy} \tag{6.23}$$

Z tych powodów celowe jest wykonanie na transformatorze kilku odczepów dla dobrania optymalnych warunków pracy stabilizatora. Jeśli zrobi się bardzo dokładne obliczenia napięcia U_2 dla danych warunków pracy, to odczepów można nie wykonywać.

Przy projektowaniu stabilizatora należy uwzględnić także możliwość wahania napięcia sieci ±10%, które powodują podobne wahania napięcia prostownika od wartości $U_{0\,min} = 0{,}9\ U_0$ do $U_{0\,max} = 1{,}1\ U_0$. Przy spadku napięcia sprawdza się warunek (6.22), zaś przy zwyżce napięcia warunek (6.23), tj. straty mocy w tranzystorze nie mogą przekroczyć strat dopuszczalnych dla danego tranzystora przy zastosowanym sposobie chłodzenia.

Zmiany prądu obciążenia prostownika o ΔI_0 wywołują zmiany jego napięcia wyjściowego ΔU_0. Rezystancja wewnętrzna prostownika wynosi:

$$R_{wp} = \frac{\Delta U_0}{\Delta I_0} \tag{6.24}$$

i zależy od budowy transformatora, układu prostownika i filtru. W małych prostownikach R_{wp} jest rzędu kilku kiloomów, a przy mocach około 100 W rzędu kilkudziesięciu omów. Rezystancja ta wpływa na stałość napięcia prostownika.

Jakość stabilizatora określona jego rezystancją wewnętrzną:

$$R_{ws} = \frac{\Delta U_{wy}}{\Delta I_{wy}} \tag{6.25}$$

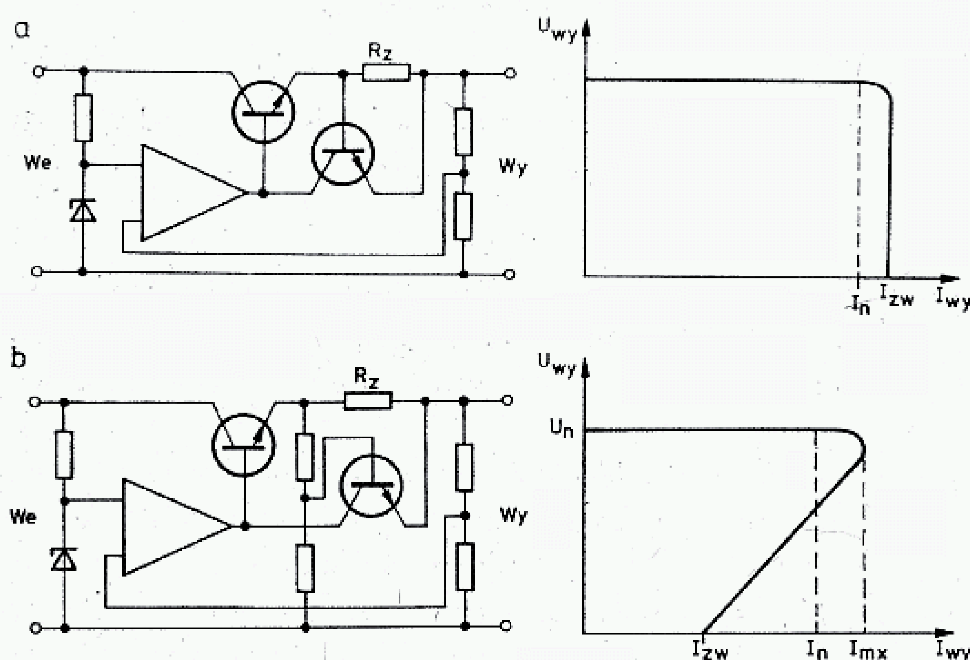
i wynosi 0,01 ÷ 10 Ω. Im jest ona mniejsza, tym napięcie stabilizowane jest bardziej stałe. Drugim parametrem określającym jakość stabilizatora jest stosunek zmiany napięcia wyjściowego ΔU_{wy} do wywołującej go zmiany napięcia sieci zasilającej ΔU_1 przy obciążeniu nominalnym stabilizatora, nazywany współczynnikiem stabilizacji:

$$W_s = \frac{\Delta U_{wy}}{\Delta U_1} \tag{6.26}$$

i wynosi on 0,001 ÷ 0,1.

Lepsze parametry uzyskuje się stosując bardziej rozbudowane stabilizatory, co nie zawsze jest potrzebne i ekonomiczne. W praktyce korzystniej jest zastosować prosty stabilizator główny o przeciętnych parametrach oraz dodatkowe stabilizatory przy poszczególnych układach (np. przy oscylatorze).

Bardzo istotne jest zabezpieczenie stabilizatora, a pośrednio także dołączonego układu, przed skutkami zwarcia lub nadmiernego przeciążenia. Zabezpieczenie bezpiecznikami topikowymi jest mało skuteczne, gdyż działają one zbyt powolnie. Dlatego stosuje się układy elektroniczne z ograniczeniem prądu (rys. 6.62a) lub



6.62. Układy zabezpieczenia elektronicznego przed przeciążeniem
a — z ograniczeniem prądu, b — z zanikającym prądem (ang.: *foldback*)

z prądem zanikającym (rys. 6.62b), nazywane także *foldback* [60]. Układy z ograniczeniem prądu reagują na spadek napięcia na rezystorze szeregowym R_z i gdy spadek ten przekroczy wartość progową około 0,8 V, to albo nastąpi odłączenie zasilacza przez przekaźnik, albo wystąpi ograniczenie narastania prądu. Układy z przekaźnikiem, wymagające po każdym zadziałaniu zabezpieczenia ponownego uruchamiania zasilacza, są coraz rzadziej stosowane.

Ograniczenie prądu wg charakterystyki z rys. 6.62a wiąże się z niebezpieczeństwem przegrzania tranzystora szeregowego, gdyż w czasie zwarcia wydziela się w nim moc maksymalna $P_{str\,max} = U_0 \cdot I_{zw}$ często przekraczająca dopuszczalną moc strat.

Przykład: $U_0 = 25$ V, $I_{zw} = 3$ A, $P_{str} = 75$ W, podczas gdy przy normalnej pracy i $U_{wy} = 20$ V $P_{str} = 15$ W. Dla odłączenia zwarcia powinien zadziałać bezpiecznik topikowy.

Wady tej nie mają coraz częściej stosowane układy z prądem zanikającym (ang.: *foldback*). Układy takie mogą być wykonane z zastosowaniem pojedynczych tranzystorów lub scalonych stabilizatorów napięcia. Metody obliczania układów zabezpieczenia podano w [61, 62]. W praktyce, dla typowych napięć i prądów, stosuje się standardowe układy podane w dalszych punktach.

W wyniku stosowania tranzystorów o dużym wzmocnieniu i wielkiej f_T w układzie stabilizatora dość często pojawiają się oscylacje pasożytnicze. Powodują one wadliwe działanie stabilizatora, a nawet mogą uruchomić bezpiecznik tyrystorowy. Dlatego też, po wykonaniu stabilizatora odłącza się zabezpieczenie i na oscyloskopie bada czystość napięć w wielu punktach najpierw bez obciążenia, a potem z obciążeniem. W przypadku wykrycia oscylacji likwiduje się je dodając kondensator w wyszukanym miejscu, względnie zmienia wartości rezystancji. W trudniejszych przypadkach do wyszukanych gałęzi włącza się filtry *RC* lub *LC*. W stabilizatorach z oddzielną diodą Zenera należy zwrócić uwagę na jej pracę, gdyż niektóre diody wykazują duże szumy. Diody Zenera szumią szczególnie silnie przy małym prądzie. W przypadku stosowania diody Zenera, która znacznie szumi, między diodę i tranzystor włącza się filtr *RC*: 100 Ω, 10 μF.

6.6.4 Przykłady zasilaczy stabilizowanych

6.6.4.1 Zasilacz stabilizowany 13,8 V/4 A wg SP6LB

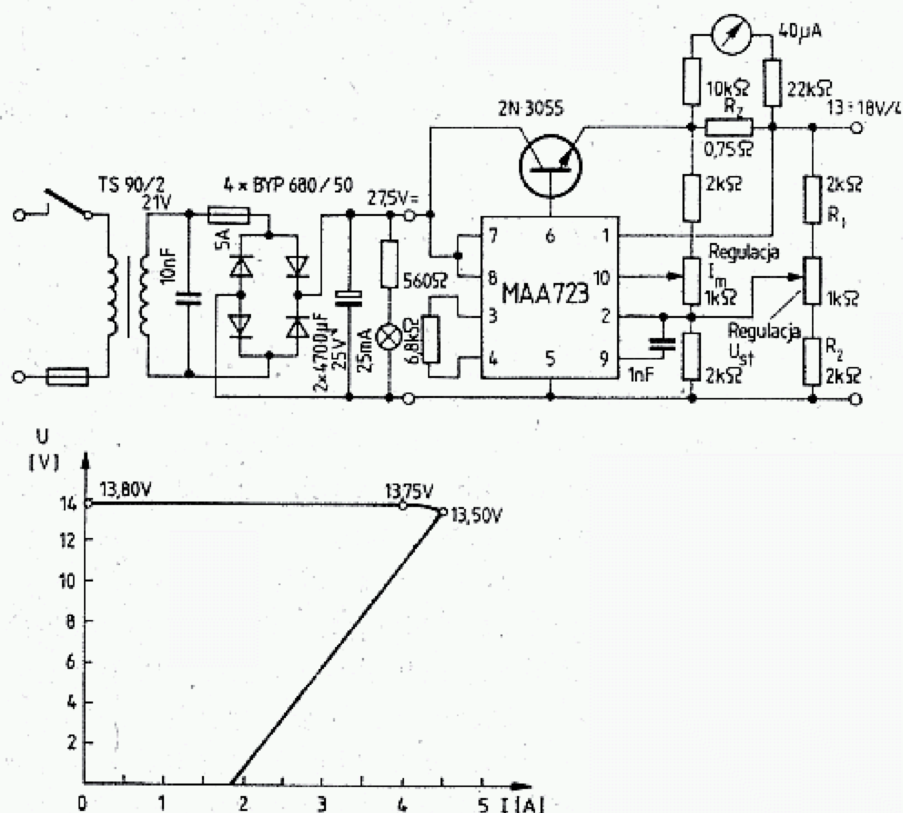
W zasilaczu tym, pokazanym na rys. 6.63, napięcie wyjściowe jest ustawiane potencjometrem P_1 w zakresie 13÷18 V, lecz można uzyskać także i inne zakresy, gdyż zakres regulacji zależy od wartości R_1 i R_2.

Po ustawieniu $U_{st} = 13{,}8$ V bez obciążenia otrzymano z pomiarów charakterystykę jak na rys. 6.63b. Przy $I_{wy} = 0$ A i przy $U_1 = 220$ V zmierzono: $U_2 = 21{,}1$ V, $U_0 = 27{,}6$ V i $U_{wy} = 13{,}8$ V, zaś przy $I_{wy} = 4$ A zmierzono $U_2 = 18{,}7$ V, $U_0 = 21$ V, $U_{wy} = 13{,}75$ V.

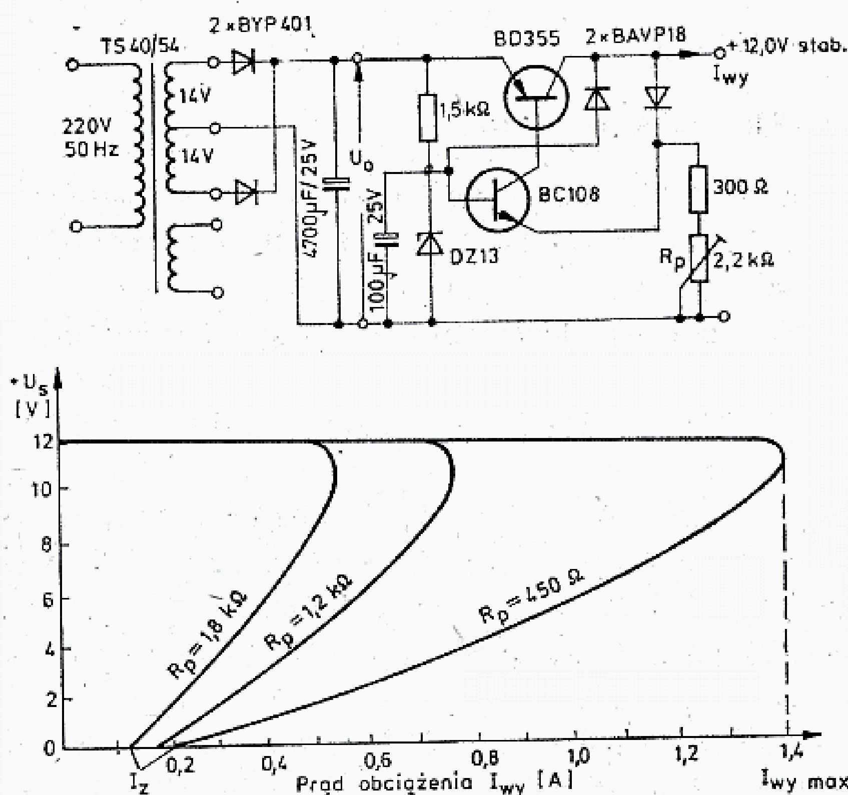
Przy zwarciu płynie prąd zwarcia $I_{zw} = 1{,}75$ A. Z obliczeń otrzymuje się rezystancję wewnętrzną transformatora $R_{tr} = 0{,}6$ Ω, $R_{pr} = 1{,}65$ Ω, $R_{st} = 0{,}001$ Ω oraz rezystancje obciążenia prostownika $R_0 = 5{,}25$ Ω i stabilizatora $R_L = 3{,}5$ Ω. Prąd maksymalny można zmieniać potencjometrem P_2 od 6 A do 1,6 A, przy czym równocześnie ustalony prąd zwarcia zmienia się od 2,6 A do 1,6 A.

Diody są zamocowane na radiatorach Al 2 mm 25×30 mm. Tranzystor *T1* jest zamocowany na ściance tylnej Al 80×120×4 z podkładką z miki.

Zastosowane wstępne obciążenie prostownika żarówką podświetlającą skalę ma kilka zalet, bowiem ogranicza wzrost napięcia na kondensatorze elektrolitycz-



6.63. Zasilacz stabilizowany z napięciem regulowanym 13—18 V/4 A, wg SP6LB i jego charakterystyka



6.64. Prosty zasilacz napięcia ustalonego 12 V/1 A z zabezpieczeniem prądowym nastawianym w zakresie od 0,5 A do 1,4 A, wg SP6LB

nym oraz może być wykorzystane jako wskaźnik optyczny obciążenia, np. przy strojeniu nadajnika.

6.6.4.2 Zasilacz 12 V bez układu scalonego wg SP6LB

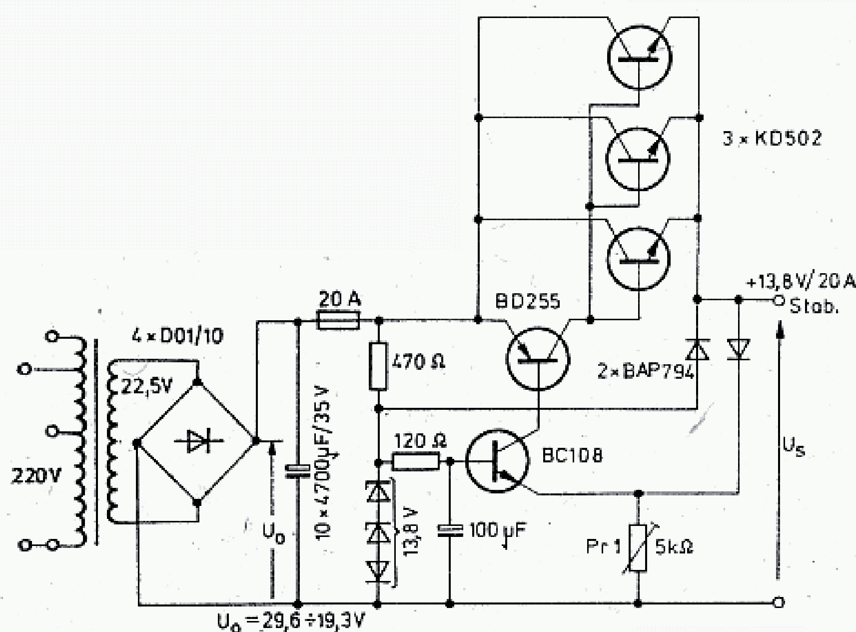
Zasilacz ten, opisany w [60], ma napięcie, które określa dioda Zenera D_z (rys. 6.64) i nie może być ono regulowane. Nie jest to szczególnym mankamentem, gdyż w większości przypadków do zasilania urządzeń tranzystorowych stosuje się napięcie nie regulowane, przy mniejszych prądach 12 V, przy większych 13,8 V. Zaletą tego układu jest głębokie zanikanie prądu w czasie zwarcia. Wartość prądu maksymalnego ustawia się potencjometrem $R_p = 4{,}7$ kΩ, przy czym zakres regulacji zależy od rezystora R_1. Diody *D1* i *D2* mogą być dowolne, krzemowe małej mocy. Tranzystor *T2* powinien być krzemowy typu *n-p-n* małej mocy, zaś *T1* jest tranzystorem typu *p-n-p* dobranym odpowiednio do obciążenia i mocy transformatora (np. BD355, BD136 itp.). Tranzystor *T1* wymaga stosowania radiatora. Zasadę działania zabezpieczenia elektronicznego wyjaśniono w [60].

W układzie tym, tak jak i w innych układach z zabezpieczeniem elektronicznym na wyjściu stabilizatora nie należy dołączać zbyt dużej pojemności, gdyż zgromadzony ładunek w czasie zwarcia lub przeciążenia może uszkodzić dalsze elementy półprzewodnikowe. Dla zapobieżenia ewentualnym oscylacjom na wyjściu należy włączyć kondensator o pojemności 10÷100 μF.

6.6.4.3 Zasilacz stabilizowany 13,8 V/20 A wg SP6LB

Zasilacz pokazany na rys. 6.64 można rozbudować dodając następną kaskadę tranzystorów większej mocy (rys. 6.65), uzyskując w ten sposób zasilacz stabilizowany 13,8 V, 20 A, przeznaczony dla typowych transiwerów mobil, takich jak np. TS 130S.

Tranzystory KD502 dobrano pod względem jednakowego prądu kolektora (±10%) przy jednoczesnym zasilaniu bazy wszystkich tranzystorów regulowanym



6.65. Zasilacz stabilizowany 13,8 V/20 A z zabezpieczeniem prądowym i prądem zanikającym, wg SP6LB

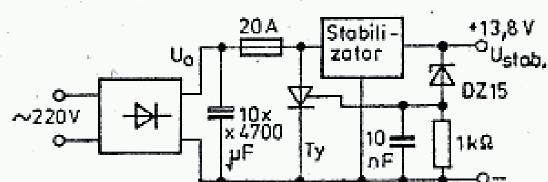
napięciem U_{BE}. Pozwoliło to na pominięcie zazwyczaj stosowanych wyrównawczych rezystorów emiterowych o rezystancjach $0,3 \div 1$ Ω i mocy $5 \div 20$ W. Rezystory te pochłaniają znaczną moc i są trudne do wykonania.

Transformator ma uzwojenie wtórne nawinięte płaskownikiem o przekroju 8 mm^2 w izolacji szklanej z odczepami. Stosując kombinację odczepów po stronie pierwotnej i wtórnej można dobrać minimalne napięcie U_2, przy którym stabilizator jeszcze prawidłowo pracuje przy pełnym obciążeniu. Minimalne napięcie $U_2 = 19,5$ V umożliwia uzyskanie $U_{wy} = 13,8$ V przy $I_{wy} = 20$ A. Bez obciążenia, a więc w stanie jałowym napięcie $U_2 = 22,5$ V. Jak w poprzednim przykładzie, napięcie stabilizowane $U_{wy} = 13,8$ V uzyskuje się dobierając odpowiednie diody Zenera i uzupełniając je zwykłymi diodami krzemowymi. Potencjometr *Pr1* (5 kΩ) pozwala na ustawienie prądu maksymalnego w granicach od 26,7 A do 17,6 A, zaś prąd zwarcia wynosi $1,7 \div 1,6$ A. Pomierzone rezystancje wynoszą: $R_{tr} = 0,126$ Ω, $R_{pr} = 0,385$ Ω, $R_{st} = 0,0347$ Ω. Obudowy tranzystorów *T1* zamocowanych na wspólnym radiatorze grzeją się najwięcej przy obciążeniu prądem 14 A (do +112°C), zaś przy 20 A temperatura spada do 102°C, gdyż jednocześnie spada napięcie prostownika U_0, co jest zgodne ze wzorem (6.23).

6.6.4.4 Zabezpieczenie przed przepięciem

Istnieje dość duże prawdopodobieństwo uszkodzenia stabilizatora, skutkiem czego na wyjściu zamiast napięcia 13,8 V pojawi się napięcie $U_0 = 22,5$ V lub wyższe, wywołane przepięciami, a w przypadku dodatkowego uszkodzenia diody, napięcie przemienne. Są to stany bardzo groźne dla dołączonych, często bardzo drogich urządzeń, takich jak np. transiwer.

Przy mniejszych mocach i prądzie do 1 A, wyjście zasilacza można zabezpieczyć dołączając diodę Zenera mocy o napięciu $1 \div 2$ V wyższym od napięcia stabilizowanego oraz włączając między stabilizator i diodę Zenera bezpiecznik bezzwłoczny o odpowiedniej wartości. Bezpiecznik ma jednak dość znaczną rezystancję, która dodaje się do rezystancji wewnętrznej stabilizatora i pogarsza jego parametry. Z tych powodów oraz z powodu braku diod Zenera na duże prądy, przy dużych mocach stosuje się zabezpieczenie tyrystorowe (rys. 6.66). Tyrystor jest wyzwalany



6.66. Tyrystorowe zabezpieczenie wyjścia przed nadmiernym wzrostem napięcia lub przed przepięciami

z chwilą, gdy napięcie U_{wy} przypadkowo przekroczy napięcie diody Zenera w obwodzie bramki. Wyzwolony tyrystor zwiera prostownik powodując przepalenie się bezpiecznika.

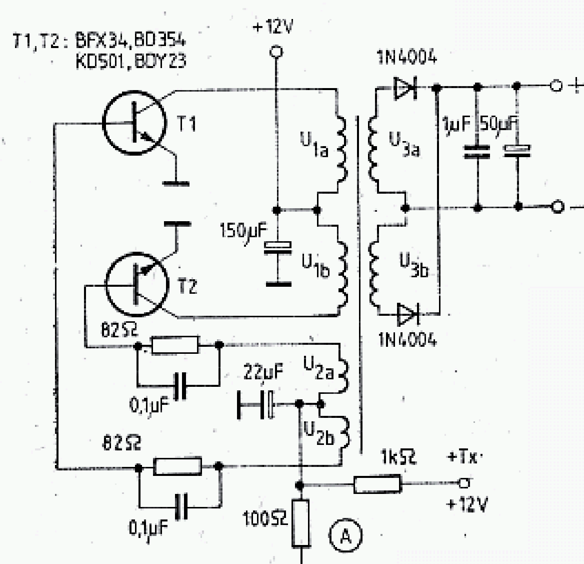
W układzie tym prąd zwarcia płynący przez tyrystor pochodzi głównie z rozładowywania baterii kondensatorów i osiąga znaczne wartości. Dlatego też tyrystor musi mieć odpowiednio duży dopuszczalny prąd udarowy. W zasilaczu 13,8 V/20 A tyrystory BTP10 ulegały uszkodzeniu i zastosowano tyrystor zabezpie-

czający o prądzie $I_{max} > 200$ A. Tyrystor ten nie wymaga chłodzenia ani radiatora. Bezpiecznik przepalający się wskutek działania tyrystora musi być starannie dobrany. Może to być bezpiecznik instalacyjny, np. 20 A lub odcinek drutu Cu 0,5 o długości 20 mm wygięty w kształcie litery U i dolutowany do dwóch zacisków.

6.7 Przetwornice

Wiele nadajników tranzystorowych UKF dla skutecznego wzmacniania wymaga zasilania napięciem $24 \div 28$ V. Także wzmacniacze w.cz. w odbiornikach o dużej dynamice wymagają zasilania napięciem podwyższonym do 24 V. Jeśli dysponuje się źródłem napięcia 12 V (akumulator), to dla podwyższenia napięcia stosuje się przetwornice napięcia. Przetwornice transformatorowe mogą zmieniać napięcie w szerokim zakresie, przetwornice beztransformatorowe mogą napięcie tylko podwajać. Wszystkie przetwornice, dla uzyskania dużej sprawności pracują z przebiegami prostokątnymi o dużej stromości, a więc generują liczne harmoniczne. Z tych powodów zasilanie i cały układ należy starannie filtrować, a także ekranować, najlepiej blachą stalową.

Na rysunku 6.67 pokazano przetwornicę wg DK1PN [63]. Na rdzeniu pierścieniowym $16 \times 8 \times 5$ ZKF Ultraperm $10 \times 0{,}015$ nawinięte są bifilarnie uzwojenia $U_{1a} = U_{1b}$: 17 zw. DNE 0,45; $U_{2a} = U_{2b}$: 4 zw DNE 0,1—0,3 i $U_{3a} = U_{3b}$:



6.67. Przetwornica napięcia, wg DK1PN

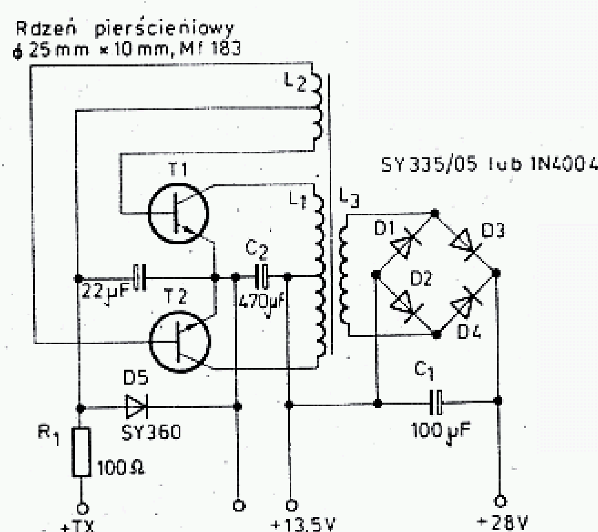
41 zw DNE 0,54. Częstotliwość oscylacji wynosi 18 kHz. Dla uzyskania dużej sprawności przełączanie w układzie musi być dokonywane bardzo stromym zboczem. Wymaga to stosowania tranzystorów o dużej częstotliwości f_t. Przy obciążeniu mocą 11,5 W sprawność wynosi 80%. Przy zastosowaniu specjalnego transformatora z mniejszymi stratami w rdzeniu i uzwojeniach dla mocy oddawanej 13,5 W (0,5 A przy 26,9 V) można uzyskać sprawność 90%.

Przetwornica zaczyna pracować z chwilą podania $+Tx$ na dzielnik bazowy. Warunkiem wzbudzenia się przetwornicy, poza prawidłowym podłączeniem końcówek, jest wprowadzenie tranzystorów do klasy AB. Wymaga to przy tranzystorach

germanowych uzyskania w p. A napięcia około 0,3 V, a przy krzemowych około 0,7 V. Wartość tego napięcia zależy od temperatury tranzystorów i jest większa przy temperaturach ujemnych. Zbyt wysokie napięcie powoduje stały przepływ prądu przez tranzystory obciążając niepotrzebnie akumulator i tranzystory, natomiast zbyt niskie napięcie utrudnia rozruch przetwornicy.

Napięcie wyjściowe można regulować zmieniając liczbę zwojów U_3. Dla uzyskania większych mocy należy stosować rdzenie o większym przekroju i tranzystory o większej mocy. Moc 50 W można uzyskać stosując transformatory głośnikowe odpowiednio przewinięte (TG) oraz tranzystory mocy, takie jak np. 2N3055, KD502 itp. Przy większych częstotliwościach przetwarzania rdzenie mogą być mniejsze, lecz tranzystory będą wtedy nagrzewać się silniej.

Na rysunku 6.68 pokazano podobną przetwornicę, zastosowaną przez Y25TL w transiwerze UKF [8]. Cewki nawinięte są drutem w emalii. Dane cewek: L_1 — 2×17 zw. 0,8 mm; L_2 — 2×5 zw. DNE 0,3; L_3 — 20 zw. DNE 0,8. Układ oscyluje na częstotliwości około 20 kHz i przy zasilaniu napięciem 13,8 V daje na



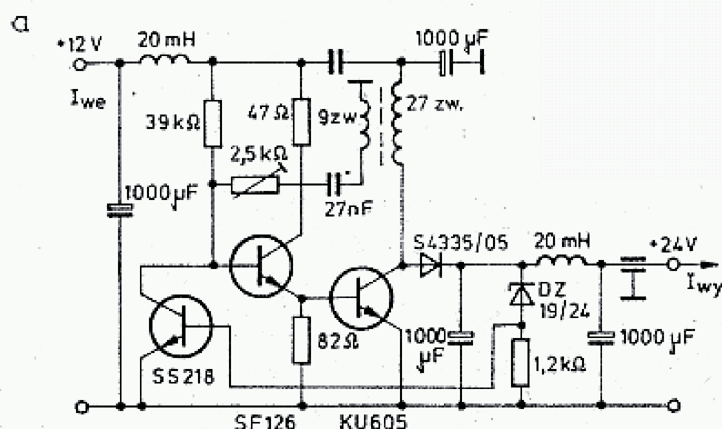
6.68. Przetwornica napięcia 13/28 V, wg Y25TL

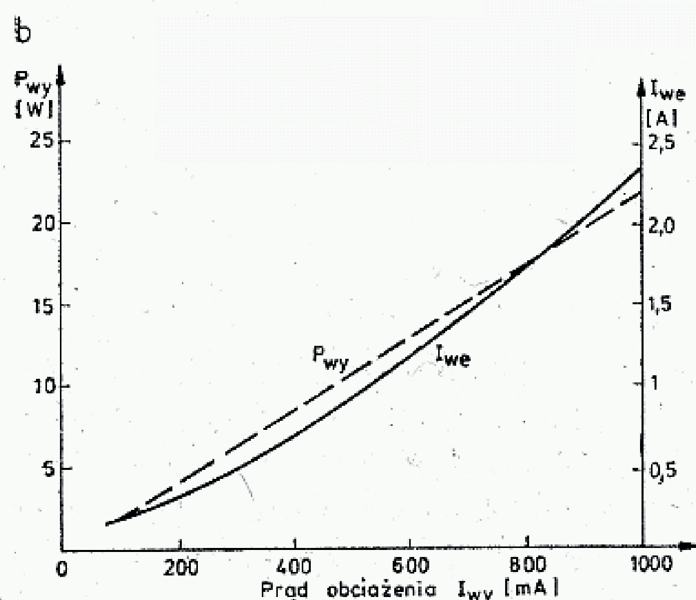
wyjściu odizolowanym od zasilania także napięcie 13,8 V. Jeśli wyjście przetwornicy będzie połączone szeregowo z akumulatorem, to można uzyskać napięcie wyjściowe 24÷27 V, uzależnione od obciążenia i stanu naładowania akumulatora. Inne napięcia można uzyskać wyprowadzając zaczepy z cewki L_3. Przy nie wzbudzeniu przetwornicy (nie zasilany $+Tx$) na wyjściu pozostaje napięcie baterii $U_b = 12$ V. Sprawność przetwornicy wynosi około 70%.

Przetwornica stabilizowana 12/24 V wg Y22QN [64]

W przetwornicy tej wykorzystano efekt magazynowania energii w polu magnetycznym dławika (rys. 6.69). Dławik na rdzeniu kubkowym 26×16 z Al = 400 nH (rdz. 3.4) ma nawinięte uzwojenie n_p: 27 zw. DNE 1,0 oraz sprzęgające n_s:9 zw DNE 0,3. W pierwszej chwili tranzystor *T1* przewodzi wywołując namagnesowanie rdzenia i indukując w uzwojeniu sprzęgającym SEM. Powoduje ona zablokowanie tranzystorów *T2* i *T1* połączonych w układzie Darlingtona i przerwanie przepływu prądu. Rozładowujące się pole magnetyczne zgromadzone w rdzeniu daje stromy impuls dodatni, który przechodzi przez diodę *D1* i ładuje kondensator C_1.

Z chwilą zaniku SEM w n_s, tranzystor *T1* ponownie zaczyna przewodzić i zjawisko powtarza się. Kondensator C_1 jest więc doładowywany serią impulsów. Gdy napięcie na C_1 przekroczy wartość określoną przez diodę Zenera D_z pojawia się napięcie na bazie tranzystora *T3* i tranzystor ten zwiera bazę *T2*, przerywając oscylacje, aż do momentu obniżenia napięcia na C_1 do zadanej wartości. Amplituda napięcia tętnienia na kondensatorze C_1 wynosi około 200 mV. Dlatego po nim włączony jest filtr *L-C*. Na rysunku 6.69 pokazano charakterystykę przetwornicy. W literaturze [64] podane są wzory do obliczania elementów składowych powyższej przetwornicy.





6.69. Podwajacz napięcia stałego ze stabilizacją napięcia, wg Y22QN

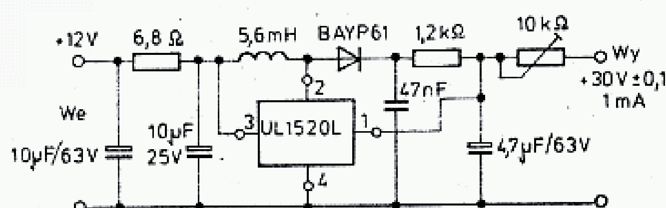
Przetwornica napięcia 30 V pracująca na układzie UL1520

Do sterowania warikapów potrzebne jest napięcie regulowane od około −2 V do −35 V przy niewielkim poborze prądu — około 1 mA. Napięcie to musi być stabilizowane. Uzyskuje się je za pomocą przetwornicy. Dawniej stosowano przetwornice zbudowane jak generator w.cz., na jednym lub dwóch tranzystorach, obecnie stosuje się do tego celu układ scalony UL1520 (TCA720-ITT) [65]. Zasada działania przetwornicy z rys. 6.70 jest podobna do poprzednio opisanej. Dławik o indukcyjności $L = 5$ mH i rezystancji $R_L = 20\ \Omega$ jest dołączony do generatora samodławnego pracującego na układzie scalonym UL1520L. Impulsy SEM indukowane w dławiku, prostowane przez diodę BAYP61 ładują kondensator 47 nF do napięcia $30 \div 35$ V.

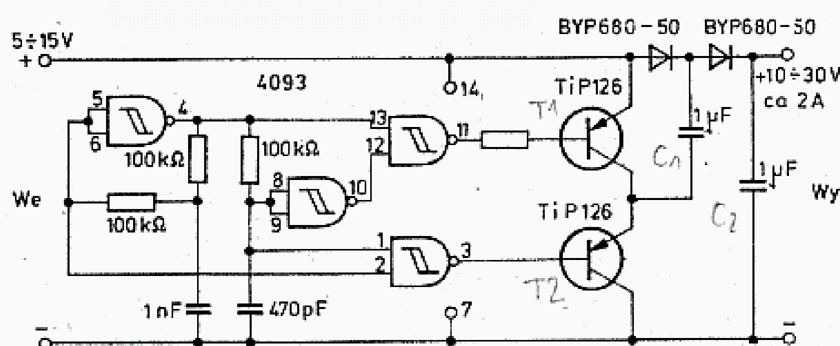
Filtr o rezystancji $R = 1{,}2\ \text{k}\Omega$ i pojemności $C_2 = 4{,}7\ \mu\text{F}/63\ \text{V}$ wygładza to napięcie. Układ scalony analizuje napięcie wyjściowe U_{wy} (zacisk *1*) i odpowiednio przerywa pracę generatora, tak by napięcie wyjściowe utrzymywało stałą wartość. Częstotliwość pracy wynosi około 100 kHz.

Przetwornica bezindukcyjna

Podwajanie napięcia można także łatwo zrealizować w układzie pokazanym na rys. 6.71. Są tam dwa kondensatory C_1 i C_2 włączone do $+U_b$ przez diody *D1* i *D2*. Z chwilą włączenia zasilania kondensator C_2 ładuje się do napięcia U_b zmniejszonego o spadek napięcia na diodach (około 1,4 V). Kondensator C_1 jest ładowany dopiero



6.70. Przetwornica 12/30 V do sterowania warikapów



6.71. Bezindukcyjny podwajacz napięcia

z chwilą, gdy zacznie przewodzić tranzystor *T2*. Gdy tranzystor *T2* zostanie zablokowany, a *T1* zacznie przewodzić, wtedy w szereg z U_b dołączony będzie kondensator C_1 z napięciem bliskim U_b. Skutkiem tego kondensator C_2 będzie przez diodę *D2* naładowany do napięcia wyższego niż U_b. Po kilku cyklach napięcie U_{c2} będzie bliskie $2\ U_b - 1{,}4$ V. Ilość przekazanego ładunku, a więc i prąd obciążenia zależą od pojemności kondensatorów, ich rezystancji wewnętrznej oraz częstotliwości i sposobu kluczowania tranzystorów.

Aby uniknąć problemów komutacyjnych zastosowano generator 4-fazowy, zbudowany z czterech bramek Schmitta CMOS 4093. Dostarczają one dwóch sygnałów o długości około 90°, przesuniętych o 180°. Sygnały te sterują na przemian tranzystory *T1* i *T2* powodując wyżej wymienione cykliczne ładowanie C_1 i doładowywanie kondensatora C_2.

Tranzystory TOP126 są tranzystorami z wyjściem Darlingtona, a więc sterowane są sygnałami o małym poziomie mocy, jaki mogą dostarczyć bramki CMOS. Zachowując tę samą koncepcję można układ 4093 zastąpić przez UCY 74132, a tranzystory *T1* i *T2* przez tranzystory BD136 lub ADP672 przy mniejszych prądach, a przy większych — przez BUYP54 lub 2N3055 w połączeniu z BC158

lub BC313 i po odpowiedniej adaptacji układu generatora i dopasowaniu poziomów napięć.

Układy podwajaczy, oparte na powyższej zasadzie, opisano w Radio Communication 1/1984 s. 43, a układy zbliżone w Funk Amateur 1/1980 oraz Radio (ZSRR) 5/1976.

Wykaz literatury do rozdziału 6[1]

1. Keller H., PA2HKR: *Eenvoudige transverter voor de twee meter band*; Electron, 5/1983, Holland.
2. Clark Ch., AF8Z: *Solid state VHF Linear amplifiers*; HR 1/80.
3. Brandt H., DJ1ZB: *Leistungsendstufe für das 2m Band mit 2N3632*; UKW 1, 2/70.
4. Evans D., G3RPE, Jessop G., G6JP: *VHF/UHF Manual*; 3 rd ed. RSGB, Londyn 1978.
5. Braubach H., DL1GBH: *V-MOS Transistoren in Leistungsverstärkern für das 2m Band*; UKW Berichte 2/1983.
6. Szmidt J.: *Tranzystory V-MOS*; Radioelektronik 2/80.
7. Kollektiv Y41ZL: *144 Multimode Transceiver*; FA 2/83 i 3/83.
8. Hocke E., Y25TL: *Der 144/342 MHz Transceiver „H220"*; FA 4/83, 5/83.
9. Albert R., DK8DD: *Kompakter 2m Transverter...*; UKW 1/1981.
10. Berberich E., DL8ZK: *Transistor Linearverstärker*; UKW 3/1971.
11. Otto G., DC6HL: *144 MHz Linearverstärker für 25 W bei 12 V*; UKW 4/72.
12. Ulbricht M., DB2GM: *Einstufiger 15 W Linearverstärker für 2m Band*; UKW 1/79.
13. Sanford J., WB4GCS: *A one-weekend 2m amplifier*; HR. 10/83.
14. Paragi E., WB9RMA: *10/80 watt amplifier for 2m*; HR. 2/1979.
15. Oxnar E.: *MOS/power fet as a broadband amplifier*; HR. 12/76.
16. Dierking, DJ6CA: *Endstufe für 2m Band mit QQE06/40*; UKW. 4/76.
17. Kestler J., DK10F: *400 W Endstufe mit der 4CX250 für 145 MHz*; UKW 3/77.
18. Tilton E., W1HDQ: *A High Efficiency 2-m Kilowatt*; QST 2/1960.
19. Breyfogle L., W0MOZ: *Top efficiency at 144 MHz with 4X250*; QST 12/1960.
20. ARRL — The Radio Amateur's Handbook 1970.
21. Merry F., W2GN: *Stripline kilowatt for 2-m*; HR 10/1977.
22. Kocijstra D., PA0DKO: *Een 10 meter/70 cm transverter*; Electron 5/83.
23. Geleick, PE0GJG: *VHF, UHF versterkers*; Electron 10/1983.
24. Freytag, DJ3SC: *Linear-Verstärker für 70 cm Band*; UKW 3/73.
25. DC9CS: *432 Linear amplifier using CTC Transistors*; DUBUS 1/78.
26. Hupfer K., DJ1EE: *Ein 18 W Transistor-sendeverstdrker für 432 MHz*; UKW 3/71.
27. Eichel K., DC6HY: *Sende-Empfangsumsetzer für 70 cm...*; UKW 4/69.
28. Franke H., DK1PN: *10 W Sender für 70 cm Band*; UKW 3/69.
29. Tautrima A., DJ2PU: *Streifleitungs-sendeverstärker für 70 cm mit 2C39*; UKW 1/72.
30. Weiner K., DJ9HO: *Einfach Leistungsverstärker für 70 cm mit 2C39*; UKW 3/74.
31. Vollhardt D., DL3NQ: *Gittervorspannung für Gitterbasis Stufen*; UKW 2/72.
32. Hewitt D., C8PQG: *The G8PQG 100 W 432 MHz Linear amplifier*; RC 11/83.
33. Dohlus H., DJ3QC: *Topfkreisendstufe für 432 MHz*; UKW Sonderheft 1969.
34. Dohlus H., DJCQC: *Einfache Topfkreis-Stufen für 432 MHz*; UKW Sonderh. II
35. Rahe W., DC8NR: *Koaxial Endstufe mit 4CX250B für 70 cm Band*; UKW 3/76.
36. Plötz M., DL7YC: *A 70 cm Highpower amplifier*; DUBUS 4/79.
37. Sousa T., W3HMU: *432 MHz power amplifier using stripline*; HR 6/77.
38. Neie C., DL7QY: *1296 Linearamplifier, 2 mW/2,5 W*; DUBUS 2/78 oraz 4/77.
39. Hinshaw J., N6JH: *Solid state power 1296 MHz*; Ham Radio 2/81.

---

[1] HR — Ham Radio, USA; UKW-UKW Berichte, RFN; RC — Radio Communication, W. Brytania; FA — Funk Amateur, NRD; AR — Amaterske Radio, CSSR.

40. OZ3LQ: *10 Watt on 23 cm with a quad of 2N5944*; DUBUS 3/79.
41. Beckmann U., DF8QK: *Linearverstärker für 23 cm Band*; UKW 4/78.
42. Sattler G., DJ4LB: *Vertärkerstufe mit BFQ68 für 1250 MHz*; UKW 1/81.
43. Hupfer K., DJ1EE: *10 W Linearverstärker für 23 cm Band*; UKW 4/83.
44. Jux R., DJ6UT: *Mischer und Linearverstärker für 23 cm mit 4×2C39*; UKW 3/74.
45. Lenz R., DL3WR: *Leistungsentufe für 23 cm Band mit 2C39*; UKW 1/76.
46. Mallowitz U., DK3UC: *Kaffendosen PA mit 2C39 für 24 cm*; UKW 4/77.
47. Lackmann P., WB6IOM: *Grounden grid amplifier for 1296 MHz*; QST1/68, DUBUS 1/77.
48. DK1UV: *Linearendstärker für 23 cm mit 4×2C39*; DUBUS 4/78.
49. Blackwell R., G4PMK: *More gain from 1,3 GHz power amplifier*; RC 6/83.
50. Sir P., OK1AIY: *Tranzistorovy transverter na 2304 MHz*; Amat. Rad. 4/81.
51. Sir P., OK1AIY: *Ze 145 MHz na 2304 MHz*; Amat. Radio 1 i 2/77.
52. Schmitt G., DJ5AP: *Linear-Sende Umsetzer für 13 cm Band*; UKW 3/83.
53. Heidemann R., DC3QS: *SSB Sendemischer für SHF Bereiche*; UKW 2/78.
54. Heidemann R., DC3QS: *Linear 1 W Verstärker für 13 cm Band*; UKW 2/81.
55. Sir P., OK1AIY: *SSB na 2304 MHz*; Amaterske Radio 7 i 8/79.
56. Foot N., WA9HUV: *1152 to 2304 MHz power doubler*; HR 12/75.
57. Senckel H., DF5QZ: *Misch und Linearverstärker für 13 cm Band*; UKW 3/78.
58. Frosin O., DF7QF: *Frequenverdopler für 13 cm*; UKW 3/78.
59. Konopiński T., Pac R.: *Transformatory i dławiki urządzeń elektronicznych*; WNT, Warszawa 1967.
60. Bieńkowski Z., SP6LB: *Prosty stabilizator napięcia z zabezpieczeniem przeciwzwarciowym*; Radioelektronik 9/1980.
61. Borkowski A.: *Układy scalone w stabilizatorach napięcia*; WNT, Warszawa 1979.
62. Szadkowski E.: *Dobór elementów zabezpieczenia nadprądowego stabilizatorów za pomocą nomogramów*; Radioelektronik 9—10/1981.
63. Franke H., DK1PN: *12 Watt Spannungswandler 12/28 V*; UKW 4/71 i 1/72.
64. Henschel S., Y22QN: *Sperrwandler 12/24 V mit geregelter Spannung*; F.A. 9/81.
65. Bruszewski J.: *Analogowy układ scalony UL 1520L*; Radioelektronik 9/82.

7

ANTENY UKF

7.1 Wprowadzenie

Problematyka współczesnych amatorskich anten UKF i MKF jest tak obszerna, że wymaga odrębnego opracowania. Z tych powodów podano tu tylko niektóre podstawowe informacje oraz opisano wybrane anteny liniowe, głównie typu Yagi. Opisy innych anten UKF i MKF można znaleźć w literaturze do tego rozdziału. Wśród radioamatorów obecnie największe zainteresowanie wzbudzają trzy rodzaje anten UKF:
— antena o bardzo dużym zysku dla łączności DX-owych,
— antena mniejsza, kierunkowa dla łączności pobliskich,
— antena z charakterystyką dookólną dla łączności w sieci FM.

Zysk anteny jest jej szczególnie ważną cechą, gdyż podnosi stosunek sygnału do szumu i zakłóceń po stronie odbiorczej. Po stronie nadawczej potencjał stacji określa się skuteczną mocą promieniowania izotropowego EIRP, będącą iloczynem mocy doprowadzonej do anteny P i jej zysku G_t (zależność 2.2). Wynika z tego, że na ile zostanie powiększony zysk anteny, na tyle można zmniejszyć moc nadajnika uzyskując tę samą słyszalność w miejscu odbioru.

Innymi parametrami, charakteryzującymi antenę, są: impedancja wejściowa ważna ze względu na dopasowanie do zasilającego kabla, szerokopasmowość, masa, opory dynamiczne dla wiatru, trwałość i koszt.

Skuteczność anteny zależy nie tylko od jej parametrów, lecz także od jej położenia i otoczenia oraz od warunków propagacji. Sprawy te są obszernie opisane w rozdziale 2.

7.1.1 Zysk anteny

Kierunkowością anteny D nazywa się stosunek maksymalnej do średniej gęstości promieniowania. Zysk energetyczny anteny G_0, odniesiony do bezstratnej anteny izotropowej zależy od jej kierunkowości i sprawności:

$$G_0 = \eta D \tag{7.1}$$

gdzie:

$\eta = P_p/P_d$ — sprawność anteny,

P_p — moc wypromieniowana przez antenę,

P_d — moc doprowadzona do anteny.

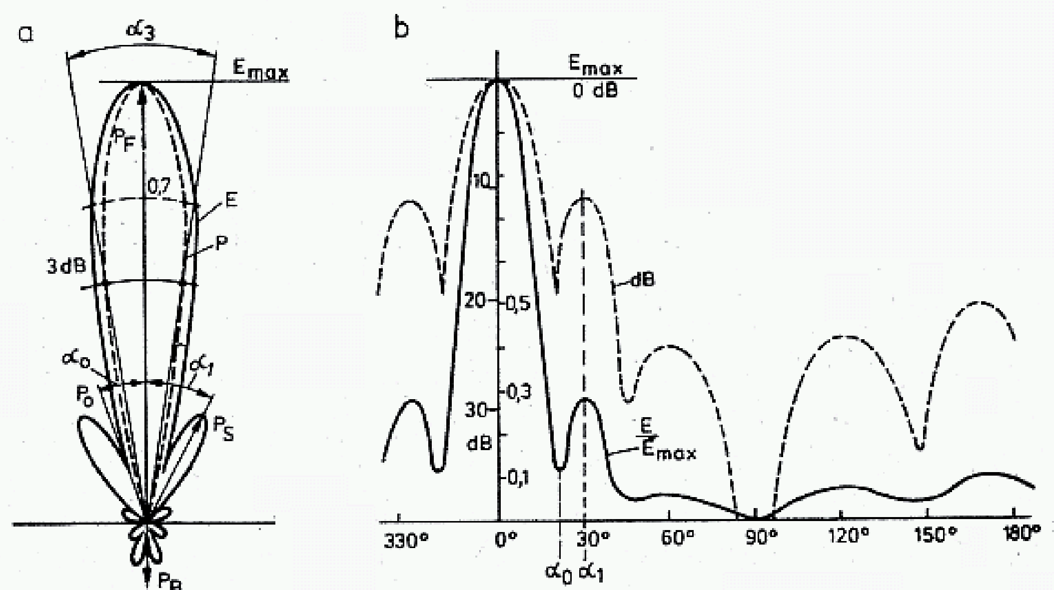
Zysk energetyczny może być odniesiony także do dipola półfalowego i wtedy oznacza się go przez G_d lub wprost przez G:

$$G = 0{,}61 G_0 \tag{7.2a}$$

lub

$$G = G_0 - 2{,}15 \text{ dB [dBd]} \tag{7.2b}$$

Właściwości kierunkowe anteny opisuje się za pomocą wykresu gęstości mocy lub stosunku napięć we współrzędnych biegunowych albo prostokątnych (rys. 7.1) w dwóch płaszczyznach, tj. dla wektora pola elektrycznego E i magnetycznego H, czemu w antenach z polaryzacją poziomą odpowiadają płaszczyzny: pozioma H i pionowa V.



7.1. Charakterystyka promieniowania anteny

a — we współrzędnych biegunowych, b — we współrzędnych prostokątnych; linia ciągła — poziom wektora napięcia (E), linia przerywana — poziom wektora mocy w dB, P_F — moc w kierunku głównym, P_S — moc listka bocznego, P_B — moc listka wstecznego, P_0 — moc w kierunku minimum, α_3 — kat połowy mocy lub 0,7 E_{max}, α_0 — położenie pierwszego minimum, α_1 — położenie pierwszego listka bocznego

Wykres może być wykonany w skali liniowej, najczęściej jako stosunek napięć E/E_{max}, czasami mocy P/P_{max} lub w skali logarytmicznej jako stosunek mocy w decybelach. Ten drugi zapis pozwala na dokładniejsze zobrazowanie właściwości anteny.

W charakterystyce anteny wyróżnia się wiązkę główną (P_F, F), nazywaną także listkiem głównym, wiązki (listki) boczne (P_S, S) oraz tylny (P_B, B) a także wielkość i położenie minimów (P_0, α_0). Dla określenia zysku anteny wyznacza się szerokość wiązki głównej α_E i α_H w stopniach w obu płaszczyznach. Jest to kąt zawarty między punktami charakterystyki, w których gęstość mocy spada do połowy (−3 dB, rys. 7.1), czemu odpowiada spadek napięcia do wartości $E = 0{,}707\ E_{max}$.

W antenach złożonych charakterystyka promieniowania anteny jest wypadkową nakładania się charakterystyk poszczególnych dipoli z uwzględnieniem ampli-

tudy i fazy, sprowadzonych do punktu odniesienia anteny, najczęściej do środka wibratora, to jest elementu zasilanego kablem.

Wielkość i faza wektora promieniowania dipola, w szczególności w antenie typu Yagi, zależy od położenia, długości i smukłości tego dipola. Im więcej dipoli ma antena, tym bardziej złożony jest obraz wypadkowy, gdyż należy uwzględniać nie tylko spowolnienie fali w obszarze anteny, lecz także wektorowo dodawać pola poszczególnych dipoli [18, 1]. Od niedawna zagadnienia te są rozwiązywane z dużą dokładnością metodą komputerową [4], a programy w języku BASIC są publikowane w czasopismach radioamatorskich*). Pozwala to na subtelne projektowanie anten o zysku przekraczającym 14 dB, mimo iż do niedawna panowało przekonanie o niemożliwości przekroczenia zysku 14 dB w pojedynczej antenie Yagi. Projektowanie to polega na dobraniu takich warunków dla poszczególnych dipoli, by ich promieniowanie dodawało się zgodnie w głównym kierunku. Towarzyszy temu często złożony układ listków bocznych i znaczny listek tylny, w których traci się znaczącą część mocy i dlatego obecnie przy projektowaniu anten zwraca się uwagę nie tylko na szerokość listka głównego, ale także na układ i poziom listków bocznych, oraz tylnego, choć w nim na ogół traci się mniej mocy niż w listkach bocznych.

Jeśli poziom listków bocznych wynosi mniej niż 20 dB w stosunku do wiązki głównej, to zysk anteny w stosunku do dipola $\lambda/2$ można określić ze wzoru przybliżonego:

$$G = \frac{25154}{\alpha_H \alpha_V} \tag{7.3}$$

przy czym α_H i α_V, odpowiadające α_E i α_H, są szerokościami wiązki głównej w stopniach do połowy mocy (−3 dB). Przy większym poziomie listków bocznych należy uwzględniać poprawkę M na podstawie rys. 7.2, biorąc pod uwagę każdy znaczący listek boczny i tylny [3, 6, 18].

Na tym samym rysunku podano zależność osiągalnego zysku anteny od jej długości. Anteny z maksymalnym zyskiem mają nieregularne długości direktorów oraz nierównomierny rozkład. Dla niektórych z anten typu Yagi listek tylny jest dość duży i obecnie stwierdzono, że najmniejszy listek tylny, czyli największy stosunek F/B uzyskuje się wtedy, gdy antena ma długość równą nieparzystej krotności $\lambda/4$, lecz nie zawsze towarzyszy temu maksymalny zysk.

7.1.2 Zysk skuteczny anteny

Opisane wyżej charakterystyki anteny UKF są podawane dla przypadku, gdy antena znajduje się w wolnej przestrzeni. Antena nad ziemią promieniuje nie tylko bezpośrednio do korespondenta, lecz także w kierunku do ziemi i otoczenia (budynki, góry). Do korespondenta docierają jednocześnie dwa lub więcej promieni: bezpośredni i odbite, które dodają się wektorowo (rys. 7.3). Mogą wystąpić takie przypadki, że wektory te dodają się w zgodnej fazie i wtedy sygnał jest silniejszy niż przy wolnej przestrzeni, lecz także mogą odejmować się i wtedy sygnał wypadkowy jest bardzo słaby. Zmiana wysokości anteny, odległości, kierunku promieniowania lub częstotliwości, a nawet pogody, może sytuację radykalnie zmienić. Zjawisko to jest szcze-

*) Autor dysponuje takimi programami na ZX Spektrum

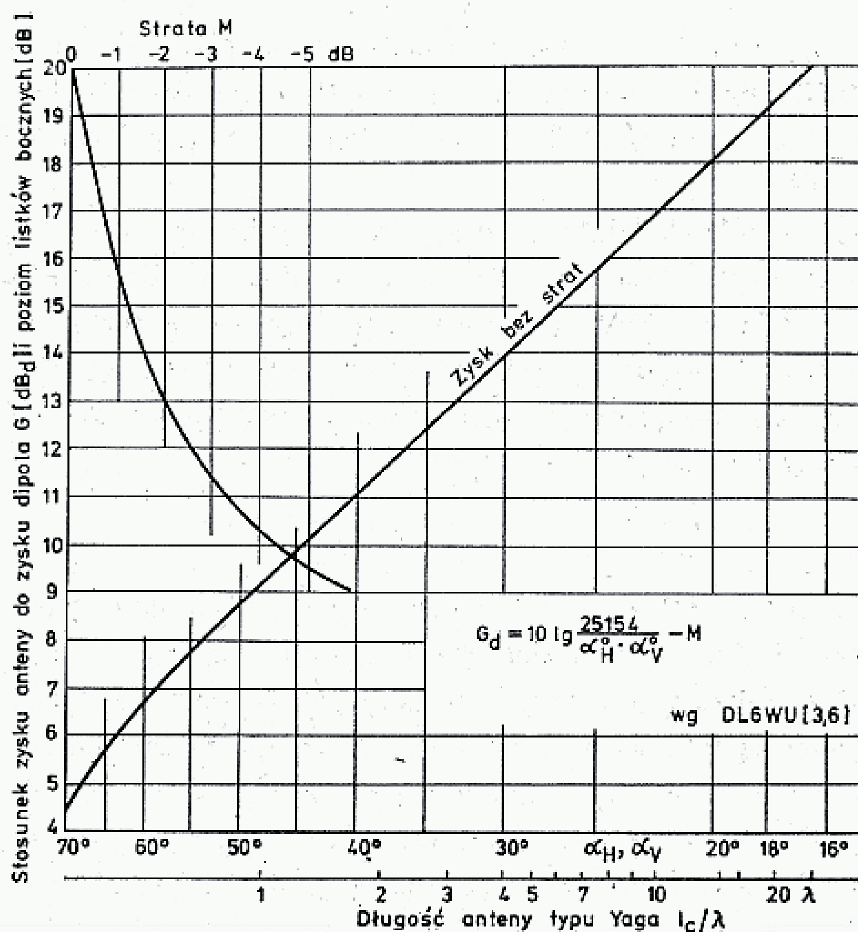
gólnie silnie odczuwane w terenie gorzystym i miejskim. Z tych powodów pomiary zysku anten umieszczonych nad ziemią dają często zaskakujące wyniki, w określonych warunkach antena o większym zysku daje mniejsze natężenie pola w punkcie pomiarowym, niż antena o mniejszym zysku. W takiej sytuacji porównywać można między sobą jedynie różne egzemplarze tego samego typu anteny. Na dobrym stanowisku pomiarowym (rys. 7.3c) przesuwanie anteny w granicach długości fali nie powinno dawać wahań natężenia pola większych od 0,5 dB, a ponadto anteny wzorcowe powinny znajdować się w polu dalekim anteny, co wymaga rozstawienia anten w odległości co najmniej [7]:

$$d \geqslant \frac{2(l_1^2+l_2^2)}{\lambda} \tag{7.4}$$

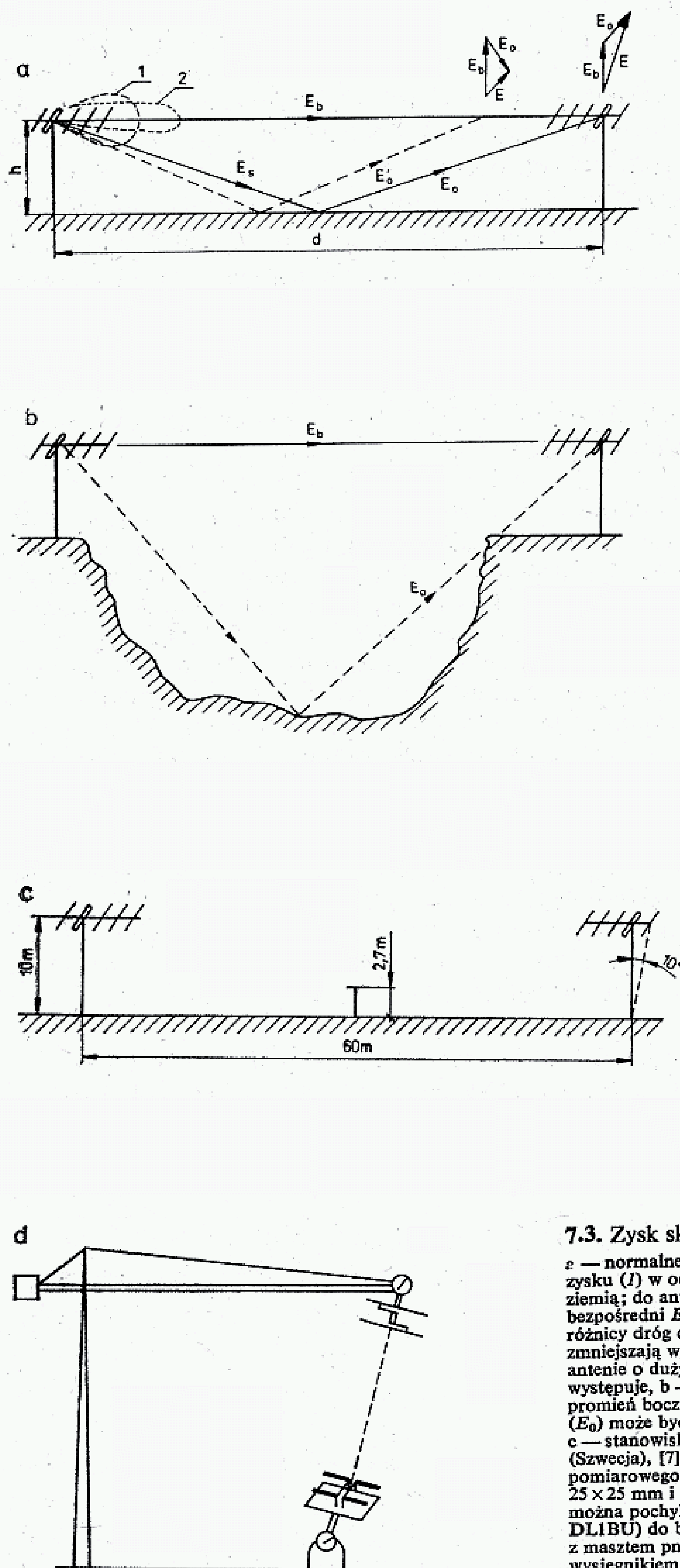
gdzie l_1 i l_2 są długościami anten w długościach fali λ.

Przykład: $l_1 = l_2 = 2\lambda$ stąd $d \geqslant 16\lambda$, co dla 144 MHz stanowi 32 m.

Inne rozwiązanie zastosował DL1BU, [3]. Antena nadawcza znajduje się na ziemi i jest skierowana do góry (rys. 7.3d) zaś antena badana znajduje się na wysięgniku z materiału dielektrycznego, przymocowanego do masztu pneumatycznego. Całość może być wykonana z drewna. Podany układ pozwala na obszerne badanie krótkich anten UKF. Jako antenę odniesienia stosuje się antenę wzorcową wg NBS-USA o zysku standardowym 7,7 dBd.



7.2. Zależność zysku anteny od szerokości wiązki głównej, gdy $\alpha_H = \alpha_V$ oraz straty zysku w zależności od mocy listków bocznych. Na dodatkowej podziałce podano konieczną długość anteny typu Yagi [λ], przy której można uzyskać żądany zysk



7.3. Zysk skuteczny anteny

a — normalne warunki pracy dwóch anten o małym zysku (*1*) w odległości *d* i na wysokości *h* nad ziemią; do anteny odbiorczej dochodzą sygnały: bezpośredni E_b i odbity E_0 i w zależności od różnicy dróg dodając się wektorowo zwiększają lub zmniejszają wypadkowe natężenie pola. Przy antenie o dużym zysku (*2*) zjawisko to nie występuje, b — przy takim usytuowaniu anten promień boczny E_s jest bardzo słaby i po odbiciu (E_0) może być całkowicie pochłonięty, c — stanowisko do pomiarów anten w Annaboda (Szwecja), [7]. Przegroda w połowie pola pomiarowego wykonana jest z siatki o oczkach 25 × 25 mm i długości 7,4 m. Jeden z masztów można pochylać do 10°, d — stanowisko (wg DL1BU) do badania anten UKF i MKF z masztem pneumatycznym i drewnianym wysięgnikiem [3]

7.1.3 Dopasowanie anteny

Impedancja wejściowa anteny $Z_a = R_a + jX_a$ znajdującej się w rezonansie ma dominującą rezystancję R_a, zaś reaktancja jest bliska zeru. Wartość rezystancji R_a zależy od wymiarów i konfiguracji elementów anteny, a w antenie typu Yagi zależy w szczególności od czterech pierwszych dipoli, tj. wibratora W, reflektora R, direktora sprzęgającego D_1 i często od D_2. Ze względu na stosowanie kabli o znormalizowanych impedancjach 50 Ω lub 75 Ω i 300 Ω dąży się obecnie do uzyskania podobnych rezystancji wejściowych anteny, gdyż ułatwia to przeniesienie mocy między anteną i kablem. Problem dopasowania generatora do odbiornika jest wyjaśniony w rozdz. 3.1.

Jeśli między nadajnik i linię będzie włączony obwód (sprzęgacz) dopasowujący impedancję linii do impedancji wyjściowej nadajnika, to można uzyskać maksymalne przeniesienie mocy z nadajnika do linii (rys. 7.4a).

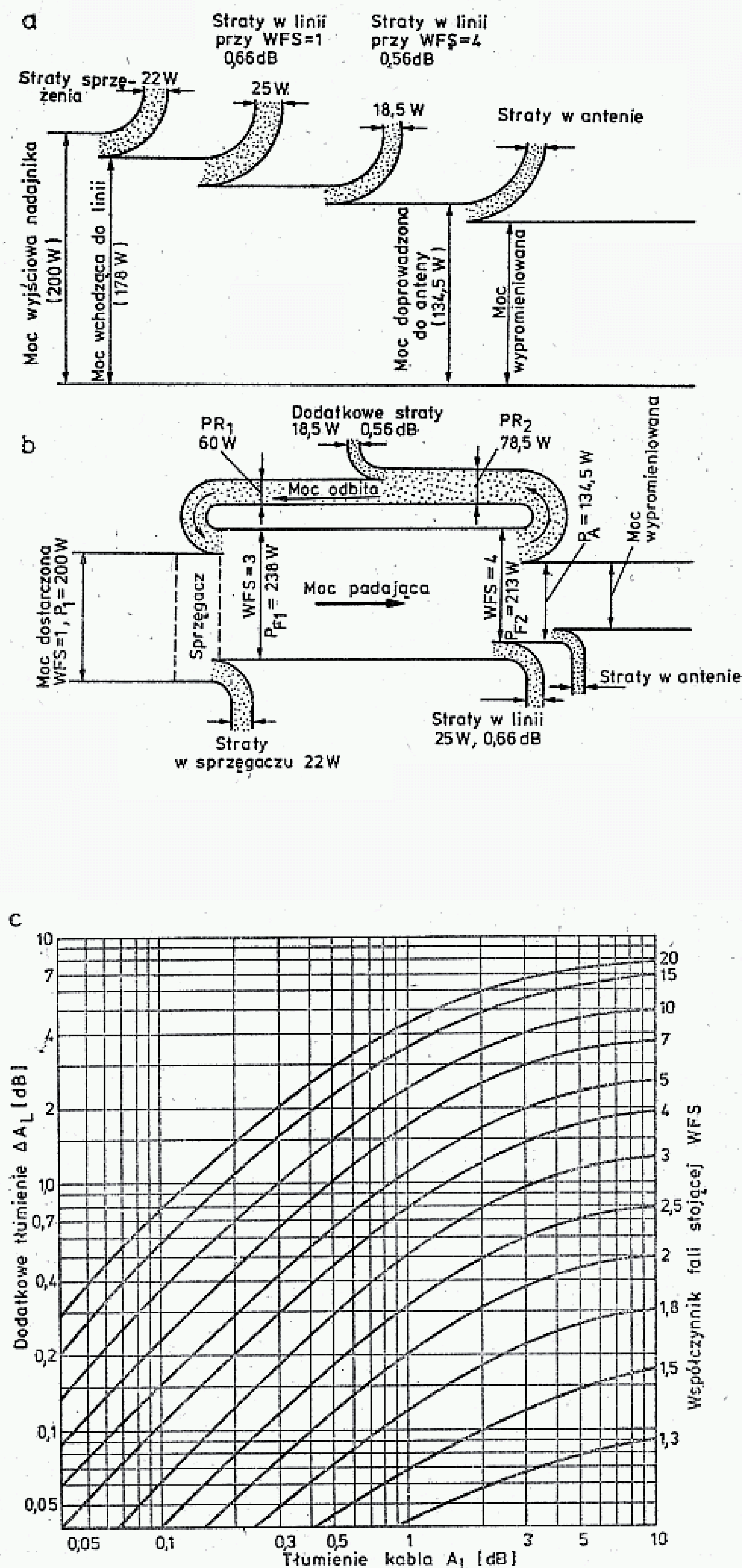
Przykład: Moc wyjściowa nadajnika wynosi $P_1 = 200$ W, a straty w obwodzie sprzęgającym wynoszą 22 W; do linii wchodzi moc 178 W. Linia, gdyby była obciążona dopasowaną impedancją, miałaby $WFS = 1$ i straty wyniosłyby np. 0,66 dB, czyli 25 W. Ponieważ linia jest niedopasowana i na jej wyjściu występuje $WFS_2 = 4$, to w linii powstają straty dodatkowe, wynoszące 0,56 dB $\widehat{=}$ $\widehat{=}$ 18,5 W. W wyniku niedopasowania część mocy padającej, $P_{R2} = 78{,}5$ W odbija się od anteny (rys. 7.4b) i wraca linią do jej początku ulegając stłumieniu do poziomu $P_{R1} = 60$ W. Na początku linii dodaje się ona do mocy otrzymywanej z nadajnika 178 W, czyli w linii, w kierunku do anteny mocy wynosi 178+60 = 238 W, a więc większa niż moc wysyłana przez nadajnik. Taką moc zmierzy także włączony w tym miejscu reflektometr — jako moc padającą. Jednocześnie reflektometr stwierdzi także moc odbitą $P_{R1} = 60$ W i wykaże $WFS_1 = 3$, mimo że na końcu linii $WFS_2 = 4$. W efekcie końcowym na końcu linii będzie moc $P_2 = 213$ W, z czego do anteny wejdzie tylko moc $P_a = 134{,}5$ W. Po odliczeniu strat w samej antenie otrzyma się moc wypromieniowaną. W ostatecznym rozrachunku wynika z tego, że z mocy 178 W wchodzącej z układu dopasowującego w nadajniku do kabla, do anteny dopasowanej do kabla ($WFS_2 = 1$) wejdzie moc 153 W, a w przypadku znacznego niedopasowania ($WFS_2 = 4$) wejdzie mniej o straty dodatkowe, czyli 134,5 W. Różnica więc nie jest duża. Ponieważ zjawisko to często było źle interpretowane, w literaturze z ostatnich lat sprawa ta była kilkakrotnie w różny sposób wyjaśniana.

Inaczej sprawa przedstawia się w przypadku współpracy anteny przez linię z odbiornikiem. Na skutek niedopasowania anteny do linii część energii odbitej od linii zostanie przez antenę powtórnie wypromieniowana, a z kolei niedopasowanie linii do wejścia odbiornika spowoduje wzrost strat w linii i pogorszenie stosunku sygnału do szumu S/N.

Badania przeprowadzone na wielu antenach przez SM5BSZ [8] oraz innych wykazały, że częstotliwość, dla której występuje minimum WFS nie pokrywa się z częstotliwością maksymalnego zysku i jest od niej zazwyczaj nieco mniejsza.

7.1.4 Kable współosiowe

Tłumienie linii zależy od rodzaju kabla, jego długości i częstotliwości [1]. Na rysunku 7.5 podano jak tłumienność i dopuszczalne obciążenie kabla współosiowego polskiej produkcji zależą od częstotliwości, a w tablicy 7.1.1 (na końcu książki) parametry kabli współosiowych. Przy stosowaniu kabla jako obwodu rezonansowego lub



7.4. Straty dodatkowe w linii istniejące na skutek niedopasowania do rezystancji anteny

a — bilans mocy i strat w układzie nadajnik-obwód dopasowujący — linia stratna — antena, b — w wyniku niedopasowania linii do anteny część mocy ulega odbiciu i osłabiona powraca na wejście linii, skąd ponownie zdąża w kierunku anteny podlegając dalszemu osłabieniu, c — zależność dodatkowego tłumienia linii ΔA_l od tłumienia właściwego linii A_l przy różnych *WFS*

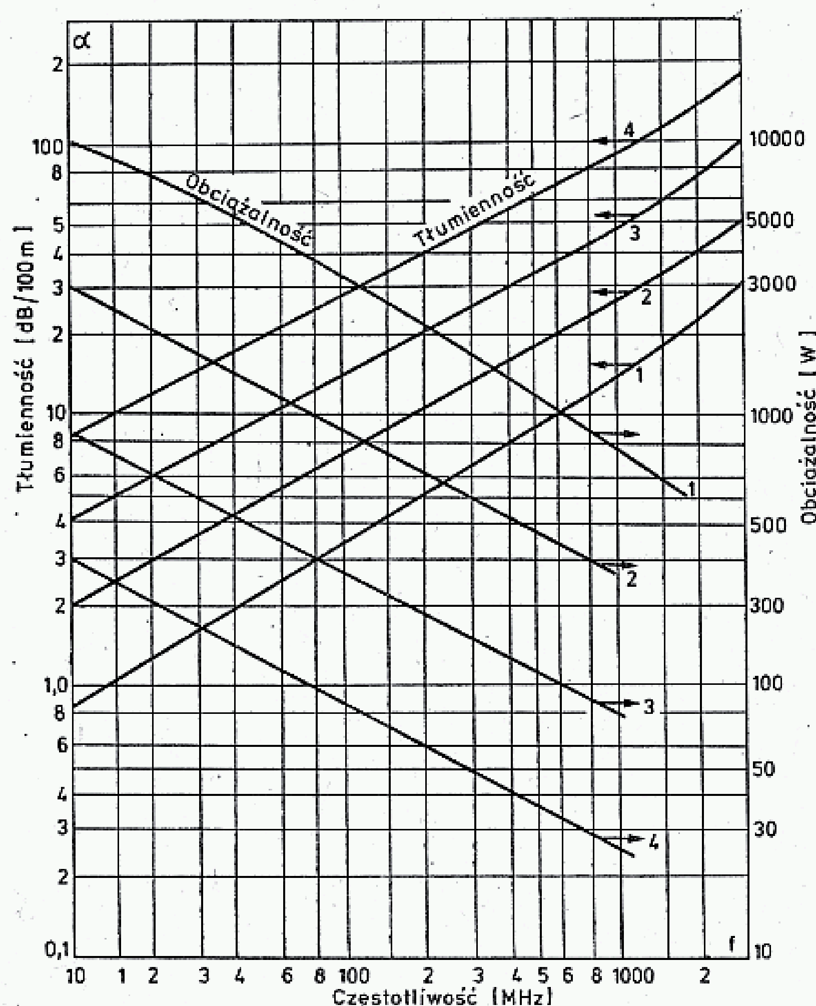
transformującego należy pamiętać o współczynniku skrócenia K (wzór 3.14), przez który mnoży się długość elektryczną linii l_e dla otrzymania długości fizycznej:

$$l = Kl_e \tag{7.5}$$

Między pojemnością jednostkową C_j [pF/m], impedancją falową Z_0 i współczynnikiem skrócenia K zachodzi zależność:

$$K = \frac{10^4}{3Z_0 C_j} \tag{7.6}$$

Dla kabli z pełną izolacją polietylenową $K = 0{,}66 \pm 0{,}01$, a dla kabli z izolacją ze spienionego polietylenu $K = 0{,}80 \div 0{,}85$.



7.5. Przybliżone charakterystyki tłumienności i obciążalności kabli współosiowych w zależności od częstotliwości

1 — WD 50 — 5,0/17,3 lub WD 75 — 2,7/17,3
2 — WL 50 — 2,25/7,25 lub WL 75 — 1,2/7,25
3 — WD 50 — 0,90/2,95 lub WL 75 — 0,63/3,7
4 — WL 50 — 0,5/1,5

W czasie ekspolatacji zdarza się pęknięcie opony polietylenowej na kablu lub nieszczelność złącza. Do kabla wnika wilgoć, pojawia się korozja drucików ekranu i wzrasta tłumienie. Z tych powodów kable należy co 2—3 lata sprawdzać i jeśli tłumienie znacznie wzrosło, to kabel należy wymienić. Wysuszenie zawilgoconego kabla jest niemożliwe.

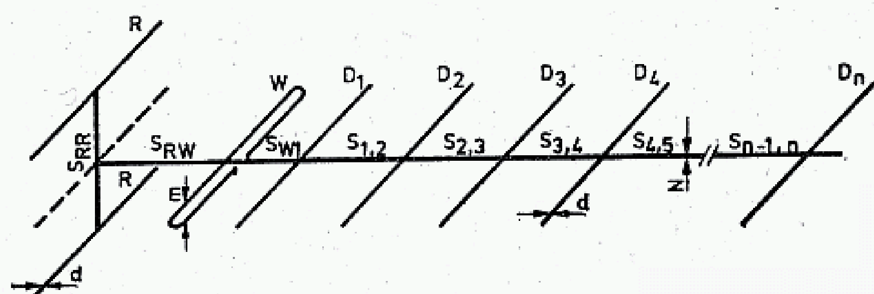
W pasmie 432 MHz należy stosować możliwie grube i krótkie kable, a dla częstotliwości 1296 MHz obowiązkowo jak najkrótsze odcinki. Tłumienność zwykle-

go kabla telewizyjnego WD 75-0,59/3,7 dla częstotliwości 432 MHz wynosi 0,3 dB/m, a dla 1296 MHz 0,5 dB/m, stąd tłumienie odcinka 20 m wynosi odpowiednio 6 dB i 10 dB. Oznacza to, że z mocy doprowadzonej do kabla do anteny dostanie się 25% lub 10%.

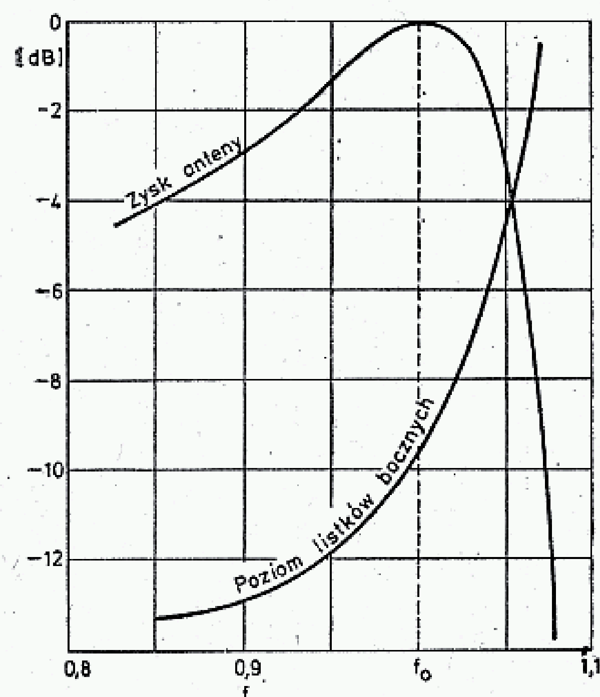
7.2 Anteny typu Yagi

7.2.1 Wymiary anteny

Wśród licznych możliwych wersji anten typu Yagi wybrano zestaw podany w literaturze [2], gdyż jest on oparty na nowoczesnych opracowaniach. Kierując się rysunkiem 7.6 oraz tablicą 7.2.1 można zaprojektować dobre anteny dla dowolnego pasma. Wszystkie te anteny mają impedancję wejściową 300 Ω. Dla otrzymania konkretnych wymiarów fizycznych wymiary z tablicy należy pomnożyć przez długość fali λ i przyjmować górne częstotliwości pasma, gdyż wtedy dla mniejszych częstotliwości anteny będą miały niewiele gorsze parametry (rys. 7.7), zaś powyżej częstotliwości obliczeniowej ulegają one znacznym zmianom. Do obliczeń w pasmach



7.6. Schemat wymiarowy typowej anteny Yagi; wymiary anten podane są w tablicy 7.2.1 w długościach fali



7.7. Zależność zysku anteny i poziom listków bocznych od częstotliwości dla anteny Yagi ze stałymi długościami i odstępami direktorów

Tablica 7.2.1.

Wymiary w [λ] wybranych anten typu Yagi z wejściem 300Ω (rys. 7.6) [5]

Antena	A	B	C	D	E	F	G	H	I
Typ	5Y0,4—0,85	5Y0,42—0,9	7Y1,7—0,98	12Y2—0,92	14Y2,7—0,9	20Y4—0,91	17Y4,1—0,96	28Y 7,3—0,9	21Y 6,6 –0,96
Wymiary R	0,63 (2×)	0,608 (2×)	0,476 (1×)	0,6 (2×)	0,59 (2×)	0,604 (3×)	0,53 (2×)	0,615 (2×)	0,52 (1×)
S_{RW}	0,19	0,19	0,25	0,226	0,23	0,155+0,07	0,177	0,18	0,2
W	0,56	0,54	0,52	0,55	0,57	0,552	0,522	0,57	0,51
S_{W1}	0,032	0,036	0,05	0,06	0,05	0,05	0,064	0,044	0,084
D_1	0,472	0,47	0,47	0,47	0,464	0,48	0,461	0,426	0,469
S_{12}	0,19	0,2	0,289	0,94	0,165	0,083	0,254	0,128	0,107
D_2	0,45	0,44	0,436	0,46	0,456	0,463	0,433	0,41	0,455
S_{23}			0,406	0,132	0,172	0,121	0,304	0,128	0,107
D_3			0,43	0,453	0,448	0,459	0,433	0,41	0,455
S_{24}			0,323	0,170	0,192	0,155	0,304	0,266	0,234
D_4			0,43	0,445	0,441	0,456	0,428	0,408	0,44
S_{45}			0,422	0,208	0,211	0,19	0,304	0,285	0,263
D_5			0,43	0,436	0,433	0,452	0,415	0,408	0,44
S_{56}				0,236	0,23	0,219	0,304	0,303	0,289
D_6				0,43	0,425	0,449	0,412	0,403	0,433
S_{67}				0,264	0,25	0,242	0,304	0,303	0,335
D_7				0,426	0,418	0,446	0,408	0,403	0,433
S_{78}				0,292	0,268	0,268	0,304	0,303	0,39
D_8				0,422	0,41	0,442	0,405	0,403	0,433
S_{89}				0,32	0,287	0,293	0,304	0,303	0,39
D_9				0,415	0,402	0,439	0,401	0,403	0,419
S_{9-10}					0,306	0,31	0,304	0,303	0,39
D_{10}					0,395	0,435	0,401	0,398	0,419
S_{10-11}					0,325	0,31	0,304	0,303	0,39
D_{11}					0,387	0,432	0,401	0,398	0,419
S_{11-12}						0,31	0,304	0,303	0,39
D_{12}						0,428	0,401	0,398	0,419

S_{12-13}						0,31	0,304	0,303	0,39
D_{13}						0,425	0,401	0,398	0,419
S_{13-14}						0,31	0,304	0,303	0,39
D_{14}						0,421	0,396	0,395	0,411
S_{14-15}						0,31	—	0,303	0,39
D_{15}						0,418	—	0,395	0,411
S_{15-16}						0,31	—	0,303	0,39
D_{16}						0,414	—	0,395	0 411
S_{17-18}						—	—	0,303	0,39
D_{17}						—	—	0,395	0,404
S_{18-19}								0,303	0,39
D_{18}								0,39	0,404
S_{20} do $_{25}$								0,303	0,39
D_{19}								0,39	0,404
D_{20-25}								0,303 0,39	0,39 0,404
SRR	0,28	0,27	—	0,28	0,3	0,5	0,27	0,22	
d	0,0034	0,005	0,0067	0,005	0,0045	0,01	0,01	0,0155	0,0058
N	0,004	0,007	—	0,025	0,015	0,035	0,03	0,042	0,024
m	0,02	0,03	0,04	0,05	0,05	0,05	0,05	0,08	0,05
S_E	1,2	1,2	1,6	1,6	1,7	2,2	2,3	3,0	2,8
S_H	0,75	0,7	1,5	1,5	1,5	2,0	2,1	2,8	2,6
Parametry elektryczne									
G_d [dB]	5,1 aż 6,2	5,0 do 6,0	11,6	10,5 do 12	10,6 do 12,2	12,5 do 13,4	13,5 do 14,0	12,0 do 15,2	14 do 15,2
WFS (300 Ω)	1,3 do 2,5	<1,4	<1,6	<1,6	<1,3	<1,3	<1,6	<1,5	<1,6
F/B [dB]	21 do 14	26 do 17	18	>20	>23	>24	>20	>20	>18
α_{3E}	65° do 62°	65° do 62°	38°	42° do 38°	42° do 36°	33° do 29°	30° do 27°	26° do 19,5°	26° do 22°
α_{3H}	108° do 92°	114° do 106°	40°	52° do 43°	50° do 41°	34° do 30°	30° do 20,5°	30° do 20,5°	28° do 24°
Listki boczne [dB]									
E	—	—	18	>20	>20	>20	16	10,6	16
H	—	—	13	<18	<18	<14	12	8,5	13

S_E, S_H — odległości maksymalne anten w układzie. S_E — w płaszczyźnie dipoli, S_H — w płaszczyźnie prostopadłej.

amatorskich długości fali przyjmuje się jak w tablicy 7.3.1. Dawniej, dla dopasowania anteny do typowych impedancji kabla 50 Ω, 75 Ω i 300 Ω stosowano wibratory złożone z prętów o różnych średnicach, względnie zasilane bocznikowo [1].

Konieczność stosowania prętów o różnych średnicach oraz ich spawanie, gdyż połączenia skręcane ulegają szybko korozji, stanowiła istotną trudność i dlatego we współczesnych antenach stosuje się wyłącznie wibrator pętlowy, wykonany z jednego pręta. Aby umożliwić sprowadzenie impedancji wejściowej do 300 Ω, względnie 75 Ω wykorzystano pierwszy direktor, nazywany direktorem kompensującym lub sprzęgającym, który przy odległościach $W\text{-}D_1 \leqslant 0{,}07$ i odpowiedniej długości, bardzo silnie wpływa na rezystancję wejściową anteny, a także na jej częstotliwość rezonansową.

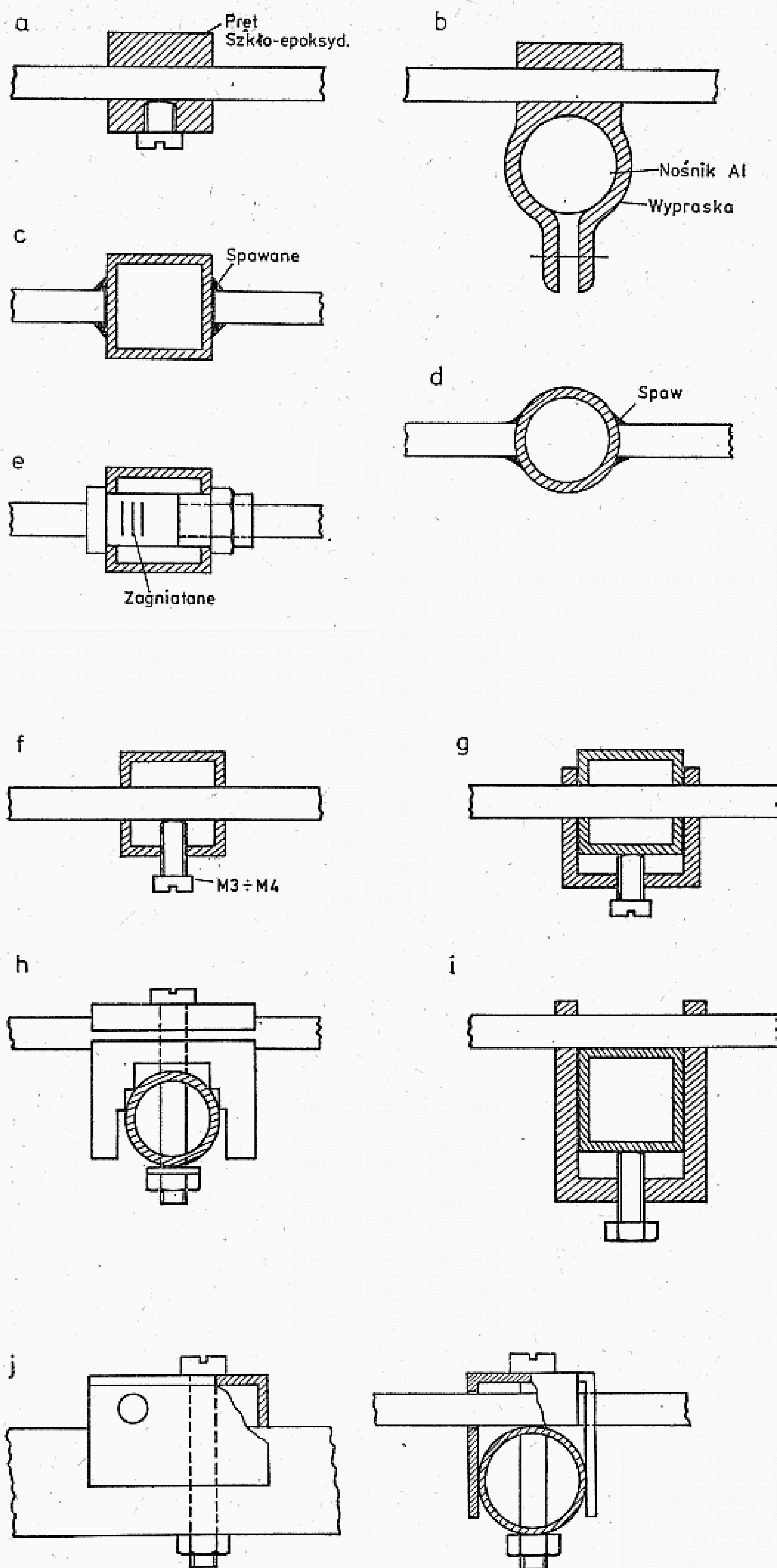
Tablica 7.3.1

Obliczeniowe długości w poszczególnych pasmach

Pasmo [MHz]	f_{obl} [MHz]	λ_{obl} [mm]	Szerokość pasma f_{min}/f_{max}	Długość kabla $\lambda/2$ [mm] przy	
				$K = 0{,}66$	$K = 0{,}83$
144—146	145	2069	0,986	683	859
430—440	433	693	0,977	229	288
	435	690		227	286
1296—1298	1296	231	0,998	76,2	96

7.2.2 Mocowanie dipoli

Wibrator pętlowy musi być prostopadły do nośnika, a jego górna część lub środek powinny znajdować się w płaszczyźnie direktorów. W teoretycznych obliczeniach anten zakłada się stosowanie nośników nieprzewodzących (rys. 7.8a i b), a więc z elementami nie połączonymi galwanicznie między sobą i z masztem. Jest to uzasadnione tym, że w wyniku błędów wykonawczych lub niejednorodności pola, między asymetrycznie położonymi elementami, połączonymi nośnikiem, płyną prądy wyrównawcze wnoszące dodatkowe straty w antenie (rys. 7.4a). Ponieważ jednak na odizolowanych prętach elektryczność atmosferyczna indukuje duże potencjały, prowadzące do mikrowyładowań, a więc do bardzo silnych szumów, obecnie w praktyce stosuje się łączenie wszystkich elementów z metalowym nośnikiem. Wymaga to jednak bardzo starannego, symetrycznego wykonania anteny oraz stabilnych i dobrze określonych miejsc styku dipoli z nośnikiem. Stosuje się wiele rozwiązań, z których najlepsze, lecz najtrudniejsze jest spawanie elementów z nośnikiem (rys. 7.8c) lub (za przykładem F9FT) stosowanie prętów wprasowanych do tulejek mocowanych w nośniku za pomocą nakrętki (rys. 7.8e). Dopuszczalnym rozwiązaniem jest przepuszczanie prętów przez otwór w nośniku i mocowanie ich wkrętem lub obejmą (rys. 6.8f, g). Cienkościenne nośniki aluminiowe nie pozwalają na wykonanie mocnych gwintów i dlatego sposób (f) jest niepewny. Obejmy mogą być natomiast wykonane ze stali, co pozwala na wykonanie mocniejszego gwintu lub mogą mieć podkładaną nakrętkę.



7.8. Schemat różnych sposobów mocowania dipoli do nośnika

a, b — izolowany, c, d — spawany, e — wg F9FT, f, g — przepuszczone przez nośnik, h — wg Polcatu, i — uniwersalny j — bez wiercenia dipola. Uwaga: wersje f, g, i, j wymagają kontroli symetrii w czasie montażu

Stosowany przez firmę POLCAT system dwuczęściowego gniazda (rys. 7.8h) jest bardzo niestabilny, gdyż pręty nie są sztywno związane z nośnikiem, a miejsce styku jest zmienne i łatwo ulegające korozji, same pręty zaś często ustawiają się nieprostopadle do nośnika. Poza tym w systemie POLCAT należy w nośniku wiercić otwory Ø 4,5, a także w pręcie, co osłabia jego wytrzymałość i w antenach dla 144 MHz pod wpływem obciążenia sadzią lub pod ciężarem dużych ptaków pręty łamią się.

Z tych powodów jako optymalne rozwiązanie można uznać sposób pokazany na rys. 7.8i, nadający się w zasadzie tylko do nośników kwadratowych, gdyż przy nośnikach okrągłych może dochodzić do zwichrowania płaszczyzny dipoli. Przy nośniku okrągłym może być stosowany uchwyt jak na rys. 7.8j, który wymaga jednak wiercenia otworu w nośniku, lecz ponieważ jest on mniejszy i znajduje się w płaszczyźnie pionowej, jego szkodliwy wpływ jest mniejszy.

W antenach często montowanych, np. przy pracy terenowej, system (e) i (h) jest korzystniejszy, w przeciwieństwie do pozostałych, gdyż uniemożliwia asymetryczny montaż elementów i w niewłaściwych miejscach.

System pokazany na rys. 7.8 i umożliwia dowolne przesuwanie elementów wzdłuż nośnika, co pozwala na eksperymentowanie z anteną, lecz wtedy, po dobraniu optymalnego położenia należy zaznaczyć je farbą na nośniku. W antenach często rozbieranych zaleca się ponumerowanie dipoli i miejsc mocowania na nośniku, by nie nastąpiła zamiana ich kolejności, gdyż to może radykalnie pogorszyć parametry anteny. Jak ważny jest ten z pozoru drobny szczegół, świadczy kilka przypadków złego złożenia anteny w trudnych warunkach górskich, jakie przydarzyły się autorowi, zanim wprowadził trwałe znakowanie elementów i nośnika farbą olejną.

Nośnik i dipole wykonane są zazwyczaj ze stopu aluminiowego PA4 lub PA6. Śruby, a często także uchwyty, wykonane są ze stali cynkowanej lub kadmowanej. Tworzą one z aliminium ogniwo galwaniczne, będące źródłem korozji. Narastający tlenek aluminium i inne zanieczyszczenia pogarszają styk dipola z nośnikiem. W układach z rys. 7.8e÷j prąd w.cz. przepływa całkowicie lub częściowo z dipola na nośnik lub uchwyt i ponownie na dipol. Miejsce mocowania wypada w strzałce prądu, a więc w miejscu jego największej wartości. Każde niewielkie zwiększenie rezystancji przejścia, a także powierzchniowej w wyniku nadżerek korozyjnych powoduje wzrost strat w antenie i zmniejszenie jej sprawności. Z tych powodów zmontowaną antenę należy chronić przez korozją przez pomalowanie farbą olejną lub przez nałożenie pędzlem w miejscu mocowania smaru konserwującego. Dobrze do tego nadaje się smar łożyskowy ŁT4 rozcieńczony benzyną ekstrakcyjną. Zwykła wazelina lub towot pod wpływem słońca wytapiają się i przestają chronić powierzchnię.

7.2.3 Korekty wymiarowe

Otrzymane z przeliczeń wg tablicy 7.2.1 długości i średnice elementów oraz średnice nośnika nie zawsze można w praktyce zrealizować. Jeśli pręty mają średnicę nieco mniejszą niż obliczona (do 20%), to spowoduje to nieznaczne zwiększenie częstotliwości f_0 anteny (rys. 7.7), lecz nie wywoła to istotnego pogorszenia parametrów anteny. Natomiast jeśli średnica elementów jest większa od obliczonej, to należy

pręty skrócić. W tym celu należy skorzystać z wykresu podanego na rys. 7.9a. Jeśli dla fali λ na podstawie tablicy 7.2.1 obliczono długość elementu l_1 i jego średnicę d_1, to jego smukłość wynosi l_1/d_1. Odpowiada mu współczynnik skrócenia K_1 i długość elektryczna $l_e = l_1/K_1$.

Jeśli będzie zastosowany element o średnicy d_2, to jego smukłość wyniesie w pierwszym przybliżeniu l_1/d_2, czemu odpowiada współczynnik K_2. Nowa długość elementu wyniesie $l_2 \hat{=} K_2 l_3 = l_1 \cdot K_2/K_1$. Na przykład dla anteny C wg tablicy 7.2.1 długość direktora $D_1 = 0{,}47\ \lambda$, średnica $d_1 = 0{,}0067\ \lambda$; stąd smukłość $l_1/d_1 = 0{,}47/0{,}0067 = 70$. Odpowiada jej $K_1 = 0{,}908$. Dla pasma 432 MHz otrzymuje się $D_1 = 0{,}47 \cdot 693 = 325{,}7$ mm oraz $d_1 = 4{,}64$ mm. Jeśli przyjąć grubość elementu $d_1' = 6$ mm, to smukłość wynosi $325{,}7/6 = 54{,}3$, skąd $K_1' = 0{,}898$ oraz $D_1' = 325{,}7 \cdot 0{,}898/0{,}908 = 322{,}1$ mm.

Drugim zagadnieniem jest bocznikujący wpływ metalowego nośnika na pręt przez niego przechodzący. Jeśli wymiary obliczeniowe l są podane dla dipoli z nośnikiem izolacyjnym, to po przepuszczeniu ich przez nośnik metalowy o średnicy N należy wydłużyć je o Δl. Wartość Δl dla danych średnic N można odczytać z wykresu 7.9b [11].

Przykład: Dla anteny C z nośnikiem izolacyjnym $R = 0{,}476\ \lambda = 0{,}476 \cdot 2069 = 985$ mm dla pasma 144 MHz. Jeśli reflektor przepuścić przez nośnik o średnicy $N = 30$ mm, to z rys. 7.9b można znaleźć $\Delta l = 7$ mm, czyli $R' = R + \Delta l = 992$ mm.

Długości dipoli podane w tablicy 7.2.1 dla niektórych anten uwzględniają podane tam średnice nośnika N_1. Jeśli średnica zastosowanego nośnika N_2 jest większa, to należy dodać dodatkową długość $\Delta l'$ odczytaną jako różnica korekty długości dla obu średnic nośnika.

Przykład: W antenie G założono $N_1 = 0{,}03\ \lambda = 62$ mm, czemu odpowiada $\Delta l = 33$ mm. Długość reflektora z takim nośnikiem wynosi $R' = 0{,}63 \cdot 2069 = 1097$ mm. Gdyby zastosować nośnik izolowany, to reflektor miałby długość $R = R' - \Delta l = 1097 - 33 = 1064$ mm. Jeśli będzie zastosowany nośnik $N = 25$ mm, to dodajemy $\Delta l = 7$ mm i długość reflektora wyniesie $R'' = 1064 + 7 = 1071$ mm. W podobny sposób należy przeliczyć długość direktorów i wibratora.

7.2.4 Dołączanie linii do wibratora

Większość nowoczesnych anten ma impedancję wejściową wynoszącą około 300 Ω, co wymaga stosowania transformatora 4:1, umożliwiającego dołączenie linii 75 Ω lub 50 Ω. Stosowane są symetryzatory transformujące z linią $\lambda/2$ tzw. „balun" (ang.: *balanced-unbalanced* — BAL-UN), lub aperiodyczne transformatory ferrytowe. Oba urządzenia opisano obszernie w rozdz. 3.10. Przy ustalaniu długości fizycznej pętli $\lambda/2$ należy pamiętać o współczynniku skrócenia $K = 1/\sqrt{\varepsilon}$. Długość kabla odpowiadającą $\lambda/2$ podano w tablicy 7.3.1. Przy mocach do 10 W można z powodzeniem stosować transformatory antenowe SAI-IV produkcji POLCAT o przełożeniu 4:1, które wnoszą tłumienie tylko 0,3 dB na 144 MHz. Przy większych mocach płynący prąd silnie nagrzewa uzwojenia transformatora wywołując zwarcie.

Zaletą symetryzatorów rezonansowych jest powiększenie selektywności obwodu wejściowego, co zmniejsza zakłócenia TVI i RI, a w czasie odbioru zmniej-

a

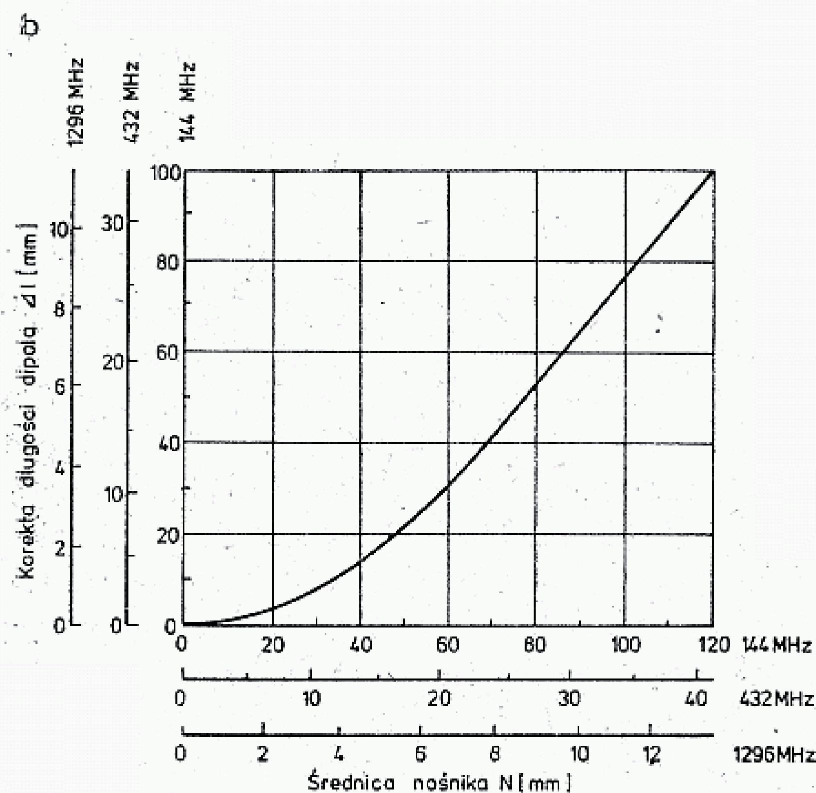
Smukłość l/d

10^4 7 5 3 2 10^3 7 5 3 2 10^2 7 5 3 2 10^1

0,83 0,84 0,85 0,86 0,87 0,88 0,89 0,90 0,91 0,92 0,93 0,94 0,95 0,96 0,97 0,98

Współczynnik skrócenia K

b



7.9. a — Zależność współczynnika skrócenia *K* od smukłości *l/d*, b — Wartość wydłużenia Δl dipola przechodzącego przez nośnik metalowy w zależności od średnicy nośnika *N*

sza poziom przenikających sygnałów pobliskich stacji TV i UKF-FM. Symetryzatory półfalowe, jeśli mają długość nieco różną od $\lambda/2$, to wnoszą do obwodu anteny reaktancję oraz wpływają na zmianę przełożenia. Na tej drodze można nieco wpływać na częstotliwość, przy której antena uzyskuje największy zysk oraz na jej impedancję wejściową. Sprawy te opisano w [1, 9] oraz w p. 7.6.5.

W pasmie 432 MHz, a tym bardziej w pasmach większych częstotliwości istotną sprawą jest sposób dołączenia kabla i symetryzatora $\lambda/2$ do wibratora. Często spotykanym błędem jest stosowanie w przyłączu długich, nieekranowanych końcówek. Reaktancja 20 mm drutu żyły środkowej dla częstotliwości 432 MHz wynosi około 60 Ω i jest włączona szeregowo między wibrator i kabel. Poza tym przyłącze takie często ulega uszkodzeniom mechanicznym, szczególnie gdy kabel nie jest dostatecznie sztywno związany z nośnikiem.

Autor zaleca stosowanie płytki z laminatu jednostronnego, do której przymocowany i przylutowany jest kabel, zaś płytka jest przykręcona do końcówek wibratora z zastosowaniem podkładek Cu-Al (rys. 7.10). Sposób ten umożliwia wielokrotny montaż bez obawy uszkodzenia przyłącza. Laminat ułatwia także sztywne zamocowanie końców symetryzatora półfalowego. W antenach z wibratorem pętlowym zasilanym kablem 75 Ω z pętlą $\lambda/2$ żyła środkowa kabla jest połączona galwanicznie z anteną, zaś ekran jest odizolowany. Jest to niekorzystne, gdyż w przypadku wejścia pojemnościowego w odbiorniku lub nadajniku ładunki elektrostatyczne indukowane w antenie mogą wywołać przebicie w urządzeniu radiowym. Gdyby dokonać połączenia wspólnej masy ekranów z nośnikiem, wykorzystując śrubę M4 wchodzącą do puszki, problem zostałby zlikwidowany. Wystarczy włożyć tam kawałek drutu i dolutować go do płytki. Połączenie to, przy pewnej asymetrii w układzie $R+W+D_1$ wywoła prądy wyrównawcze zmniejszające sprawność, a nawet impedancję wejściową. Z tych względów połączenie takie należy wykonywać za pomocą rezystora $100 \div 1000$ Ω, dławika z drutu o długości $\lambda/4$ lub drutu przewiniętego dwa razy przez niewielki pierścień ferrytowy. Łącznik ten wraz z ferrytem umieszcza się pod płytką z laminatu.

7.2.5 Charakterystyki anten z tablicy 7.2.1

Oznaczenia typu anteny podane w tablicy 7.2.1 określają: liczbę dipoli, długość anteny o długościach fali λ i szerokopasmowość jako stosunek f_{min}/f_{max}. Reflektor, niezależnie od liczby elementów, traktowany jest jako jeden dipol. Impedancja wejściowa wszystkich anten wynosi 300 Ω.

Antena A

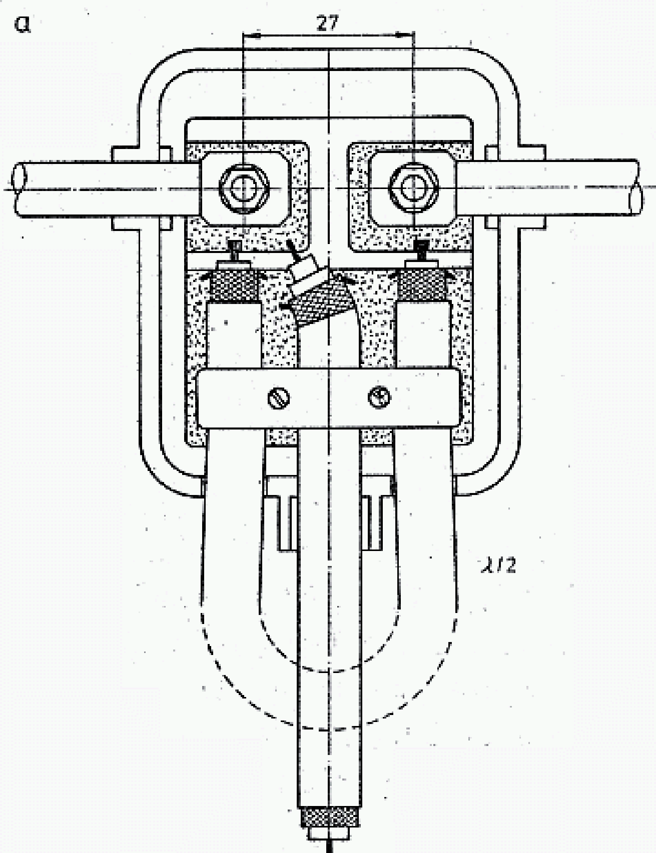
Czterodipolowa antena z podwójnym reflektorem długości 0,4 λ, o dużej szerokości pasma $f_{min}/f_{max} = 0{,}85$ jest przewidziana głównie jako antena telewizyjna dla I zakresu. Znaczną szerokopasmowość uzyskano wydłużając wibrator oraz stosując małą odległość direktora kompensacyjnego D_1. Dla tej anteny wartość F/B jest dość znaczna kosztem nieco obniżonego zysku. Wymiary nośnika N i dipoli d są małe i przy przeliczeniu dla pasma amatorskiego 144 MHz otrzymuje się $N = 8{,}3$ mm, $d = 7$ mm, $m = 41$ mm (rys. 7.6).

Antena B

Ma ona długość podobną do anteny A, lecz dzięki innym wymiarom może być stosowana dla wszystkich zakresów TV I do IV, a więc także w pasmach 144 MHz i 432 MHz. Antena ta wyróżnia się znacznym osłabieniem listka tylnego.

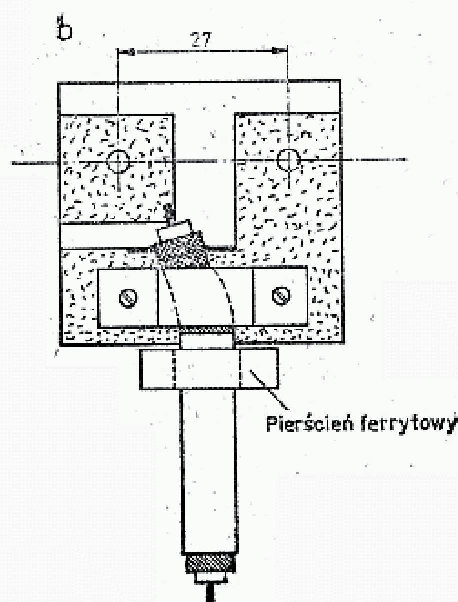
Antena C

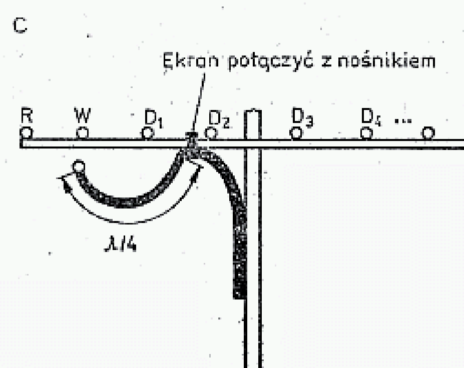
Antena ta została skonstruowana na podstawie anteny obliczonej na komputerze przez Chena i Chenga, przy założeniu uzyskania maksymalnego zysku przy 6 dipolach [8]. Z obliczeń otrzymano nierównomierny rozkład dipoli oraz niemonotoniczną



7.10. Sposoby przyłączenia kabla do wibratora

a — zalecany sposób dołączania kabla i linii symetryzującej do wibratora pętlowego przy zastosowaniu typowej puszki Polcat oraz dodatkowej płytki z laminatu. Dla przepuszczenia kabla pętli λ/2 gorącą kolbą wypala się dodatkowe otwory. Długość pętli przyjmuje się wg tabl. 7.2.1
b — sposób przyłączenia do wibratora 50÷75 Ω,
c — zalecany sposób prowadzenia kabla, eliminujący promieniowanie przy asymetrycznym zasilaniu





zmianę ich długości. Dało to o 1 dB zysku więcej w stosunku do konwencjonalnych anten Yagi o tej samej długości. Ponieważ oryginalna antena ma kłopotliwy układ dopasowania gamma, opisany w [8] przez SM5BSZ, została ona zmodernizowana na dwa sposoby. Pierwszy z nich polega na zastosowaniu wibratora pętlowego z dodatkowym dipolem kompensującym. Antenę w tej wersji podano w tablicy 7.2.1 jako 7-elementową antenę C. Drugi sposób podany przez OK1ZN, [13], polega na zbocznikowaniu wibratora. Antena ta jest szczególnie dogodna przy tworzeniu układów antenowych (p. rozdz. 7.5.3).

Antena D

Uniwersalna jedenastodipolowa antena z podwójnym reflektorem, dość szerokopasmowa (0,92), o dużym zysku $10{,}5 \div 12$ dB ma znacznie osłabione listki boczne i tylny. Uzyskano to w wyniku odpowiedniego rozkładu dipoli przy systematycznie malejącej ich długości. Dla dalekiego odbioru UKF-FM 88-100 MHz projektuje się ją na częstotliwość $f_0 = 94$ MHz ($\lambda = 319$ cm) i uzyskuje się wtedy możliwą do zrealizowania długość 6 m. W pasmie 432 MHz jej długość wynosi zaledwie 1,5 m i może być wtedy mocowana od tyłu.

Antena E

Jest to wydłużona do $2{,}7\lambda$ wersja anteny D z 13 dipolami i powiększoną szerokopasmowością do 0,9. Przewidziana jest głównie dla III i IV zakresu TV, a także może być stosowana w pasmie 144 MHz, przy długości 5,6 m.

Antena F

18-dipolowa antena o długości 4λ z potrójnym reflektorem (razem 20 elementów) przewidziana jest głównie dla zakresu IV i V TV, a także dla pasma 432 MHz. Przy jej składaniu należy pilnie zwracać uwagę na kolejność dipoli, gdyż choć są one systematycznie coraz krótsze, to różnice są niewielkie (4 do 5 mm) oraz na zachowanie symetrii nie gorszej niż 1 mm.

Antena G

W antenie tej są jednakowe odstępy między direktorami; zawiera 5 direktorów o jednakowej długości, co upraszcza montaż. W stosunku do anteny F jest ona nieco dłuższa, ma prosty reflektor i o 2 direktory mniej, jest więc bardziej ekonomiczna. Większy zysk, do 14 dBd okupiony jest większym poziomem listków bocznych i tylnym. Stosowana jest w zestawach 4×16Y.

Antena H

Jest to typowa długa antena typu Yagi ($7{,}3\ \lambda$) z jednakowymi odległościami między direktorami, których jest 25. W górnej części pasma jej zysk dochodzi do 15,2 dBd przy dobrym tłumieniu listka wstecznego (20 dB). Parametry te, przy tak długiej antenie uzyskuje się tylko w przypadku zachowania pełnej symetrii konstrukcji. Większe przedmioty metalowe i o dużej stałej dielektrycznej w odległościach mniejszych od 10 l_c mogą poważnie zakłócać jednorodność pola.

Antena I

Jest wzorowana na 21-elementowej antenie F9FT dla pasma 432 MHz. Przy minimalnej liczbie dipoli i maksymalnym ich rozstawieniu ($0{,}39\lambda$) mimo mniejszej

długości (6,6 λ) daje zysk do 15,2 dBd. Stopniowo skracane direktory umożliwiają osłabienie listków bocznych. Ponieważ antena jest wąskopasmowa (0,96) wymiary należy starannie przeliczać i dotrzymywać, w przeciwnym przypadku nie otrzyma się podanego zysku. Jest to antena dobra dla zakresów IV i V TV, a w pasmie 1296 MHz dipole należy wykonać z drutu Cu o średnicy 1,35 mm, przylutowanego do nośnika $N = 5{,}5$ mm o długości 1,6 m, wykonanego z rurki mosiężnej. Dla pasma 432 MHz nośnik $N = 16{,}6$ mm powinien mieć długość 4,6 mm, a dipole średnicę 4 mm.

7.3 Przykłady sprawdzonych konstrukcji anten typu Yagi dla pasm 144 MHz i 432 MHz

Podano tu podstawowe informacje o znanych i sprawdzonych antenach typu Yagi. Wiele anten starszej konstrukcji, także dobrych, miało nietypowe impedancje wejściowe, co wymagało stosowania wibratorów transformujących z różnymi średnicami elementów lub zasilania bocznikowego typu T lub gamma [1]. Niektóre anteny z impedancją wejściową 50 Ω lub 75 Ω mają wibratory proste, rozcięte w środku. Wymaga to stosowania wspornika izolacyjnego, mocującego połówki wibratora do nośnika. Jest to szczególnie słaby element konstrukcyjny w całej antenie.

Dawniej do wibratorów rozciętych dołączano kabel i przeciwwagę w postaci odcinka kabla $\lambda/4$ lub stosowano ćwierćfalowy dławik (rękaw) [2]. Przy niestarannym wykonaniu wnosiły one dodatkową impedancję na zaciskach anteny oraz dodatkowe straty i dlatego ich się nie stosuje. Obecnie najczęściej kabel łączy się bezpośrednio z wibratorem (rys. 7.10b), przy czym powinien on być prowadzony pod nośnikiem ze zwisem, a w odległości $\lambda/4$ zbliżony do nośnika i dalej prowadzony wzdłuż niego. Niektórzy stosują połączenie ekranu kabla w odległości $\lambda/4$ z nośnikiem. Miejsce to wymaga starannej hermetyzacji.

Można także w miejscu dołączenia kabla do wibratora w puszce założyć na kabel ściśle przylegający pierścień ferrytowy (rys. 6.10b) i ewentualnie drugi podobny pierścień w odległości $\lambda/4$.

Powyższe sposoby znajdują uzasadnienie w tym, że każda z połówek wibratora ma rezystancję wejściową wynoszącą w stosunku do masy 25 Ω lub 37 Ω, a wolny odcinek kabla, dołączony równolegle do połówki połączonej z ekranem ma impedancję falową 400÷600 Ω, a więc przejmuje niewielką część mocy. Jeśli na kabel zostanie założony dodatkowo pierścień ferrytowy, to na krótkich odcinkach impedancja kabla (zewnętrzna) zwiększa się do kilku kiloomów dając w praktyce pełną izolację. Jeśli nie będzie zastosowany pierścień ferrytowy, to kabel promieniuje słabą składową pionową, która w praktyce nie zmienia charakterystyki poziomej anteny.

7.3.1 Krótkie anteny typu Yagi dla 144 MHz

Wymiary krótkich anten typu Yagi z powodzeniem stosowanych do łączności lokalnych zestawiono w tablicy 7.4.1, w nawiązaniu do rys. 7.6. Podano tam tylko anteny z wejściem 300 Ω lub 70 Ω [1].

Tablica 7.4.1

Mało krytyczne anteny dla pasma 144 MHz [1]

Lp.	R_A [Ω]	G [dBd]	Wymiary [mm]											
			l_c	R	W	D_1	D_2	D_3	D_4	RW	WD_1	D_{12}	D_{23}	D_{34}
1	75	4,0	730	1010	970	930	—	—	—	390	320	—	—	—
2	300	4,0	690	1080	970	810	—	—	—	440	220	—	—	—
3	300	5,0	580	1168	1071	846	—	—	—	326	270	—	—	—
4	70	6	830	1025	972	920	—	—	—	416	415	—	—	—
5	300	6,5	1025	1010	970	930	930	—	—	390	320	385	—	—
6	75	7,0	1285	1010	970	930	930	—	—	390	320	545	—	—
7	300	6,5	1110	1100	970	930	930	—	—	390	270	420	—	—
8	75	8,0	1135	1100	970	930	930	—	—	390	450	565	—	—
9	300	7,5	1840	1100	970	930	939	870	—	390	270	465	685	—
10	70	8,5	1500	1040	946	927	927	927	927	483	160	177	216	420

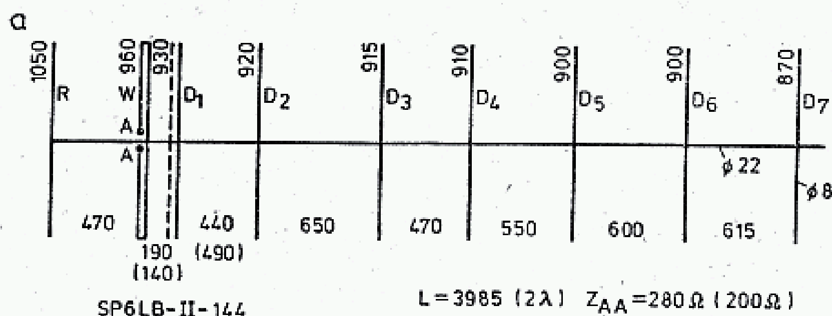
W antenach o impedancji 300 Ω wibrator pętlowy jest zasilany tak jak na rys. 7.10, a w antenach o impedancji 70 Ω wibrator jest pojedynczy i w połowie rozcięty i wtedy zasilany jest tak jak pokazano na rys. 7.10b. Anteny wykonane są na nośniku $N = 15 \div 25$ mm, a elementy z pręta o średnicy $6 \div 10$ mm. Anteny te są szczególnie zalecane do łączności kierunkowych UKF-FM z polaryzacją pionową. W tym przypadku płaszczyzna dipoli jest pionowa, oraz dla wyeliminowania zakłócającego wpływu masztu, nośnik należy przedłużyć o $300 \div 400$ mm poza reflektor i tam mocować do masztu. Przy takim montażu należy jednak liczyć się z nieskompensowanym parciem wiatru, który będzie obracać masztem.

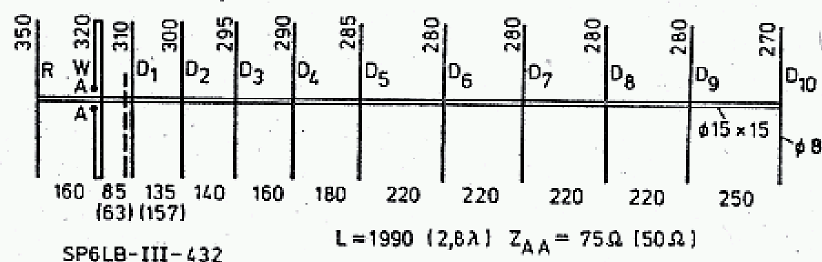
7.3.2 Anteny SP6LB-144-9 i SP6LB-432-12

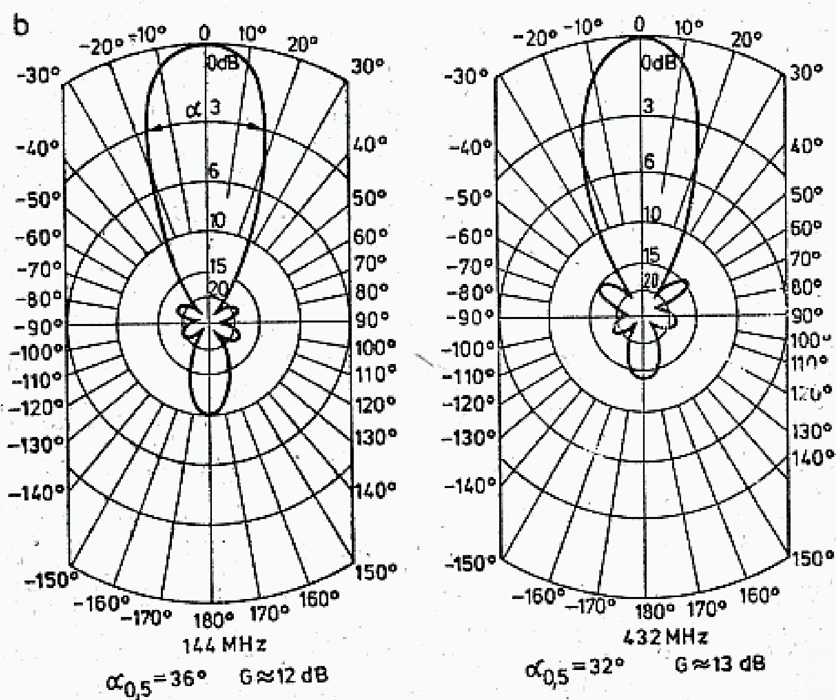
Anteny te, opisane w [12] skonstruowano z elementów stosowanych przez POLCAT w antenach TV. Opracowano je w ZOW PZK w Jeleniej Górze i rozprowadzono w liczbie kilku tysięcy sztuk. Wymiary tych anten podano na rys. 7.11a. Można je wykonać przerabiając będące w sprzedaży anteny TV. Charakterystyki promieniowania anten podano na rys. 7.11b. Szacunkowy zysk tych anten wynosi około 12 dBd dla anteny 9-elementowej i 13 dBd dla anteny 12-elementowej. Antena dla pasma 144 MHz ma rezystancję wejściową 300 Ω i jest zasilana w sposób podany na rys. 7.10a, lecz przy mniejszych mocach (do 10 W) można stosować transformator antenowy SAI-IV produkcji POLCAT. Antena dla pasma 432 MHz ma rezystancję 75 Ω i jest zasilana w sposób pokazany na rys. 7.10b.

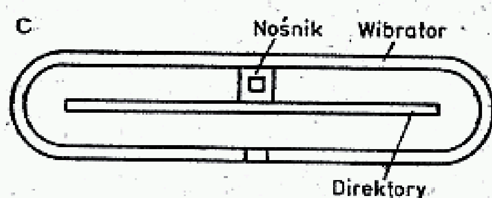
Przy zasilaniu obu anten kablem 50 Ω należy pierwszy direktor D_1 zbliżyć na odległość podaną na rysunku w nawiasie. W antenie 432-12 direktory i reflektor należy mocować pod nośnikiem, zaś wibrator pętlowy nad nośnikiem (rys. 7.11c) zachowując jego prostopadłość do nośnika.

Stosunkowo duży zysk w tych antenach uzyskano w wyniku zastosowania monotonicznie malejącej długości direktorów przy nierównomiernym ich rozłożeniu, podobnie jak to występuje w antenie Chen i Chenga [8].









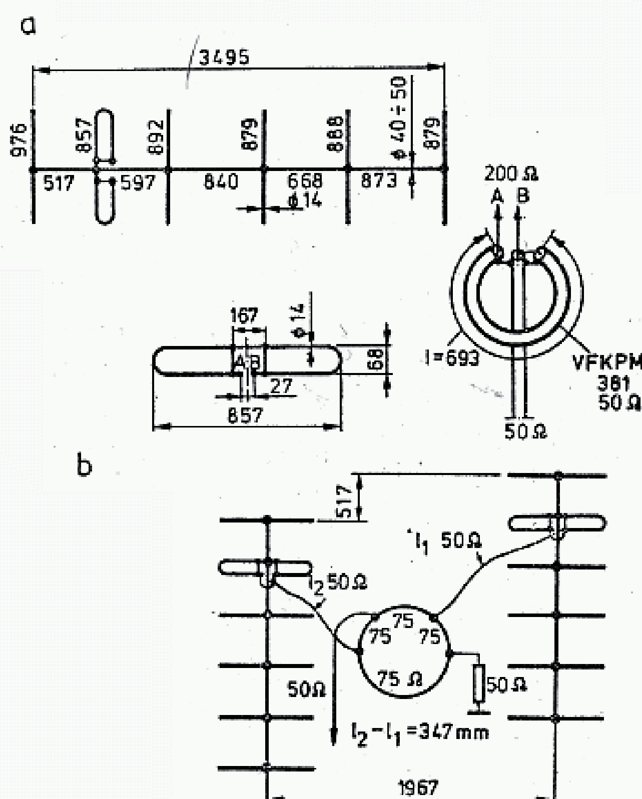
7.11. Anteny SP6LB-144-9 i SP6LB-432-12

a — wymiary anten, b — charakterystyki promieniowania, c — sposób mocowania direktorów i wibratora

7.3.3 Anteny optymalne wg OK1ZN dla pasma 144 MHz

Antena zoptymalizowana na komputerze przez Chen i Chenga, a opisana przez SM5BSZ w [8] zawiera trudny do wykonania transformator gamma. Założeniem tej anteny było uzyskanie maksymalnego zysku przy zastosowaniu 6 dipoli. Jej adaptacja do wejścia 300 Ω z wibratorem pętlowym wymagała dodania dodatkowego direktora sprzęgającego (antena C z tabl. 7.2.1).

Inne rozwiązanie zastosował OK1ZN, a mianowicie zbocznikował gałęzie wibratora w odległości 167 mm (rys. 7.12a) uzyskując rezystancję wejściową 200 Ω, co pozwala na zasilanie kablem 50 Ω przez transformator symetryzujący 4:1 (balun).



7.12. Antena o maksymalnym zysku przy długości 1,7λ dla pasma 144 MHz adaptowana przez OK1ZN do zasilania kablem 50

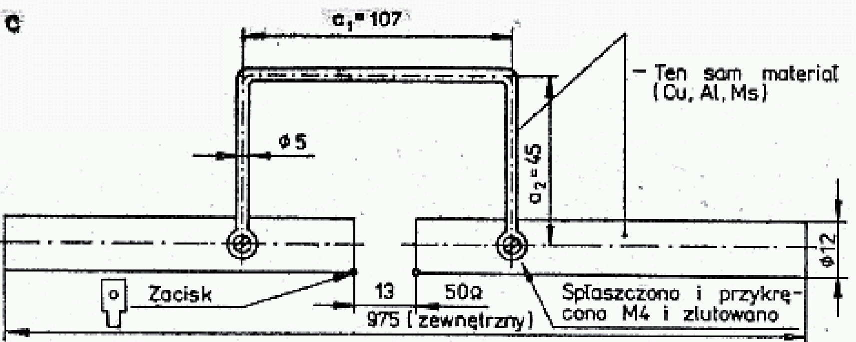
a — szczegóły konstrukcyjne, b — układ antenowy ze sprzęgaczem kierunkowym, opisany w p. 7.5.3

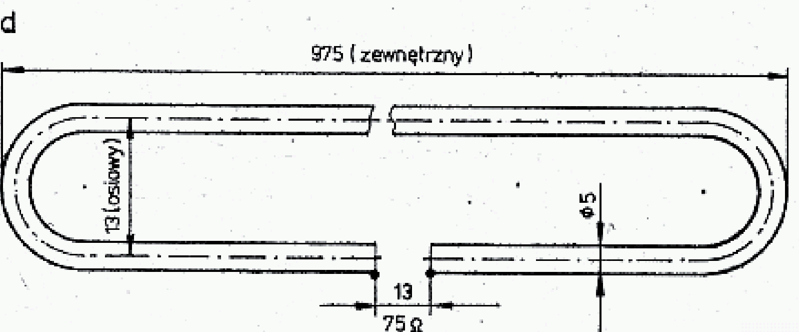
Wibrator może być połączony metalicznie z nośnikiem. Antena jest wąskopasmowa: dla częstotliwości 144 MHz *WFS* = 1,8, dla 145 MHz *WFS* = 1,2, dla 146 MHz *WFS* = 2,8. Przy częstotliwości 145 MHz szerokość wiązki głównej wynosi $\alpha_E = 34°$. W wyniku maksymalizacji zysku uzyskuje się mniejszy stosunek *F/B*, który dla częstotliwości 145 MHz wynosi *F/B* = 12 dB. Zysk anteny wynosi około 11,5 dBb i jest większy co najmniej o 1 dB od zysku innych anten o długości 1,7 λ. Ze względu na minimalny nakład materiału antena ta szczególnie nadaje się do tworzenia zestawów antenowych. Przykład takiego zestawu podano w rozdz. 7.4.

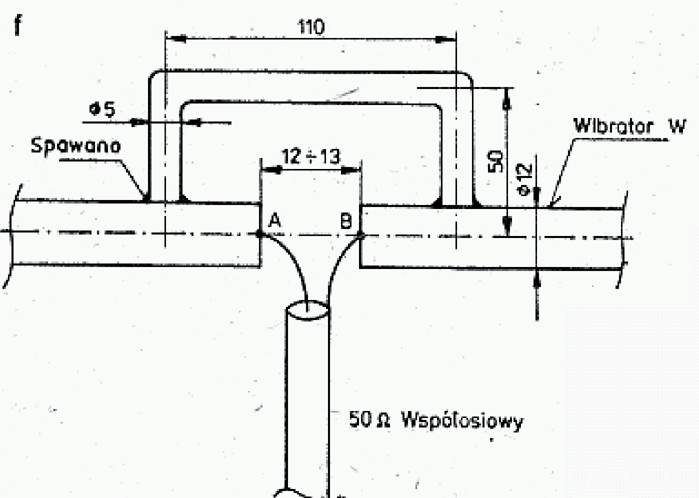
7.3.4 Anteny TONNA F9FT

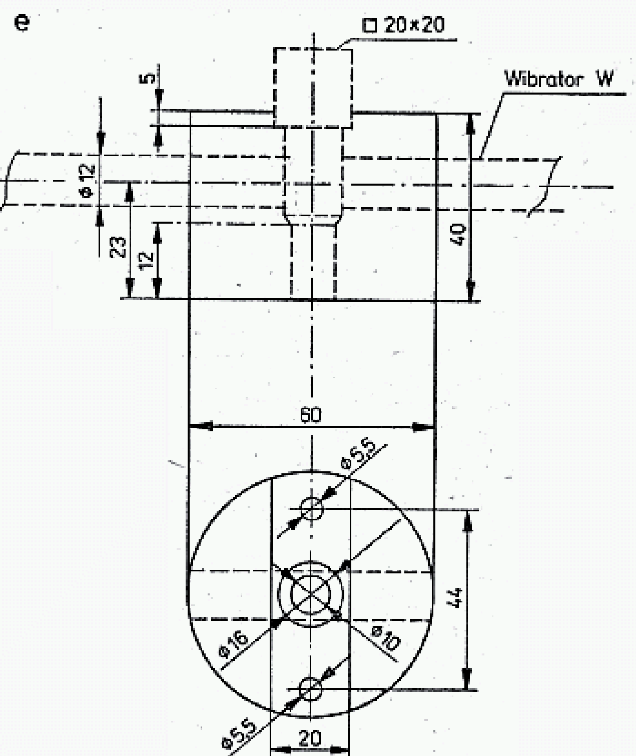
Bardzo dużą popularność uzyskały anteny F9FT produkowane profesjonalnie przez firmę TONNA. Mają one zysk nieco większy (1 do 2 dB) niż anteny innej konstrukcji przy tej samej długości, są trwałe, lecz jednocześnie drogie i trudne do reprodukcji. Anteny F9FT dla uzyskania maksymalnego zysku mają precyzyjnie dobrane

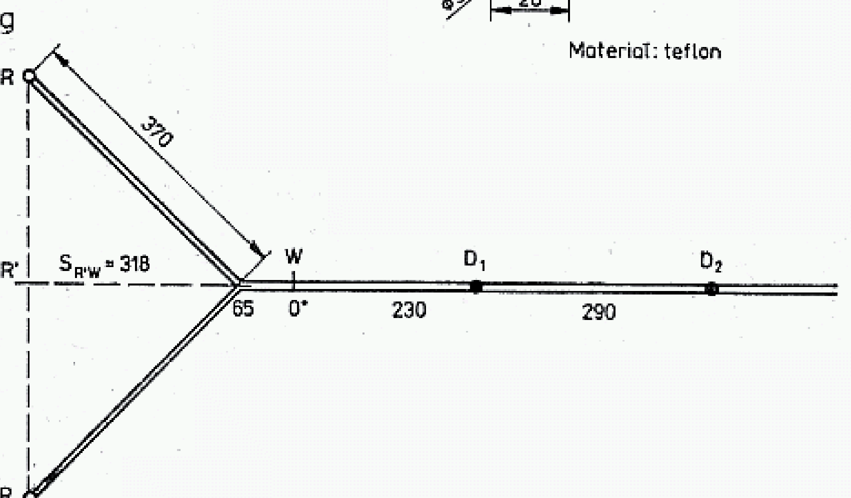

a
1030 R
W 950 D1
930 D2
920 D3
920 D4
900 D5
20×20
895 D6
880 D7
175 340 515 515 515 515 400
4
L = 1,5 λ
LC=3155
G=10,5 dBd
αE=38°
αH=46°
F/B=15 dB
1030 R
W 980 D1
975 D2
953 D3
944 D4
926 D5
913 D6
907 D7
901 D8
895 D9
895 D10
895 D11
260 180 240 415 415 415 415 415 415 415 415 415
L=2,1 λ
LC=4415
G=12 dBd
αE=34°
αH=38°
F/B=20dB
2×1030 R
W 970 D1
930 D2
920 D3
920 D4
900 D5
900 D6
880 D7
880 D8
860 D9
860 D10
840 D11
840 D12
820 D13
318 (323) 230 (201) 290 (314) 515 515 515 515 515 515 515 515 515 515 515
L=3 λ
LC=6388
G=13,5 dBd
αE=32°
αH=34°
F/B=22dB
b
Nakrętka M8
Nośnik 20×20
Śruba M8×25
Dipol
Zaspawano
lub
Zaprasowano











7.13. Antena F9FT dla pasma 144 MHz

a — wymiary anten 9-, 13- i 15-dipolowych, b — sposób mocowania dipoli, c — wibrator z wejściem 50, d — wibrator z wejściem 75, e — kostka mocująca wibrator, f — wibrator zmodernizowany przez OK1ZN, g — schemat reflektora anteny 15-dipolowej

długości, średnice i położenia elementów i jakiekolwiek naruszenie tych wymiarów powoduje, że antena pod względem zysku spada do grupy anten konwencjonalnych.

Jak bardzo ważna jest konstrukcja tych anten świadczą negatywne wyniki uzyskane przez radioamatorów przy ich reprodukcji. W literaturze [14] podano wyniki badania anteny F9FT, o długości $l_c = 6,6\ \lambda$, impedancji $Z_0 = 75\ \Omega$, $G = 15$ dBd dla pasma 432 MHz oraz jej reprodukcji. Anteny reprodukowane porównywano z anteną oryginalną F9FT dokładnie w tych samych warunkach i uzyskano następujące wyniki. Reprodukcja uzyskana przez: OK1VTF — 0,9 dB, OK1IDK — 3,5 dB, OK1MWD — 5,5 dB, 2×F9FT wg OK1MWD — 4,5 dB. W tych antenach długości i rozłożenie elementów były zgodne z oryginałem, niewielkie różnice wystąpiły w wykonaniu i mocowaniu wibratora. Zdaniem badających przyczyną jest zastosowanie wibratora rezonansowego, którego częstotliwość rezonansowa jest uzależniona między innymi od pojemności elementów w miejscu zasilania, gdyż oryginał anteny ma specjalne gniazdo i wtyczkę.

Wymiary anteny F9FT podawane w literaturze różnią się między sobą, gdyż autor anteny na przestrzeni lat wprowadzał pewne zmiany, a poza tym opisy podają często wymiary nie oryginalnej anteny F9FT, lecz adaptowanej do możliwości materiałowych, usprawniających wykonanie i dopasowanie.

Na rysunku 7.13a podano wymiary anten 9-, 13- i 15-dipolowych o długościach 1,5 λ, 2,1 λ i 3 λ dla pasma 144 MHz zgodnie z opisami w literaturze [15 i 16]. Anteny wykonywane są z zastosowaniem nośnika kwadratowego 20×20, przez który przepuszczone są direktory $d = 4$ mm, mocowane w sposób podany na rys. 7.13b, za pomocą śruby M8. W antenach 13- i 15-dipolowych nośnik jest podparty wspornikiem z wygiętej rury, także 20×20. Wibrator dla wszystkich trzech anten jest taki sam, stosowany w dwóch wykonaniach: dla kabla 50 Ω (rys. 7.13c) z zasilaniem bocznikowym i różnymi średnicami gałęzi oraz dla kabla 75 Ω z wibratorem pętlowym o stałej średnicy $d = 5$ mm (rys. 7.13d).

W obu wersjach wibrator jest odizolowany od nośnika kostką teflonową, której wygląd dla wersji 50 Ω pokazano na rys. 7.13e. Wibrator z pętlą bocznikującą znajduje się w płaszczyźnie równoległej z płaszczyzną direktorów, a więc inaczej niż w większości innych anten. Wibratory mają na końcach zaciski z blachy mosiężnej o grubości 0,6 mm, wchodzące w gniazda wtyczki, do której zamocowany jest kabel o impedancji 50 Ω, względnie 75 Ω. W układzie nie ma dodatkowej symetryzacji, ale wymagane jest prowadzenie kabla jak na rys. 7.10c, z tym że ekran kabla nie jest łączony z nośnikiem, lecz po swobodnym odcinku o długości $\lambda/4$ kabel jest w dalszej części przymocowany na dolnej stronie nośnika. Pomiary zrobione przez OK1ZN w oryginalnym układzie wibratora w wersji 50 Ω wg F9FT wykazały, że dopasowanie anteny można poprawić, jeśli zastosuje się wymiary na rys. 7.13f.

Antena 15-dipolowa zawiera reflektor złożony z dwóch elementów o długości $R = 1030$ mm, odległych od siebie wg [15] o $R\text{-}R = 507$ mm i w rzucie odległych od wibratora o $R'W = 318$ mm (rys. 7.13g). Odległości te [16] wynoszą $R\text{-}R = 523$ mm i $R'W = 318$ mm lub wg [13] $R\text{-}R = 523$ mm i $R'W = 327$ mm. Wartości podane na rys. 7.13a w nawiasach dotyczą wibratora pętlowego [15] dla kabla 75 Ω (rys. 7.13d). Antena 15-dipolowa ma 16 elementów (podwójny reflektor) i jest często w literaturze podawana jako 16-elementowa. Pomiary wykonane przez

SP3BLR z zastosowaniem oryginalnej anteny F9FT (1977 r.) dały następujące wymiary: R-R = 503 mm, $R'W$ = 277, W-D_1 = 210, D_1-D_2 = 309, D_2-D_3 = = 513 mm i dalsze jak podane na rys. 7.13a, zaś długość elementów jest całkowicie zgodna z rys. 7.13a.

Zyski anteny 9-, 13- i 15-dipolowej podawane w literaturze [15] na podstawie informacji pochodzącej od F9FT wynoszą: 10,5 dBd, 12 dBd i 13,5 dBd, zaś w [16] podano zyski, odpowiednio: 11,8 dB, 12,8 dB i 15,6 dB. W [16] podano także nieco inne wymiary wibratora dla wersji 9- i 13-dipolowej, a mianowicie (rys. 7.13c); średnica bocznika Ø 4,5 mm i odległość między końcami 10 mm; wg rys. 7.13d odległość między osiami wynosi 25 mm, średnica prętów wynosi także Ø 4,5 mm i odległość między końcami 10 mm. W oryginalnym dokumencie F9FT dla anteny 15-dipolowej podano G_i = 17 dB. Jak widać, jest kilka odmian anteny F9FT o tej samej długości.

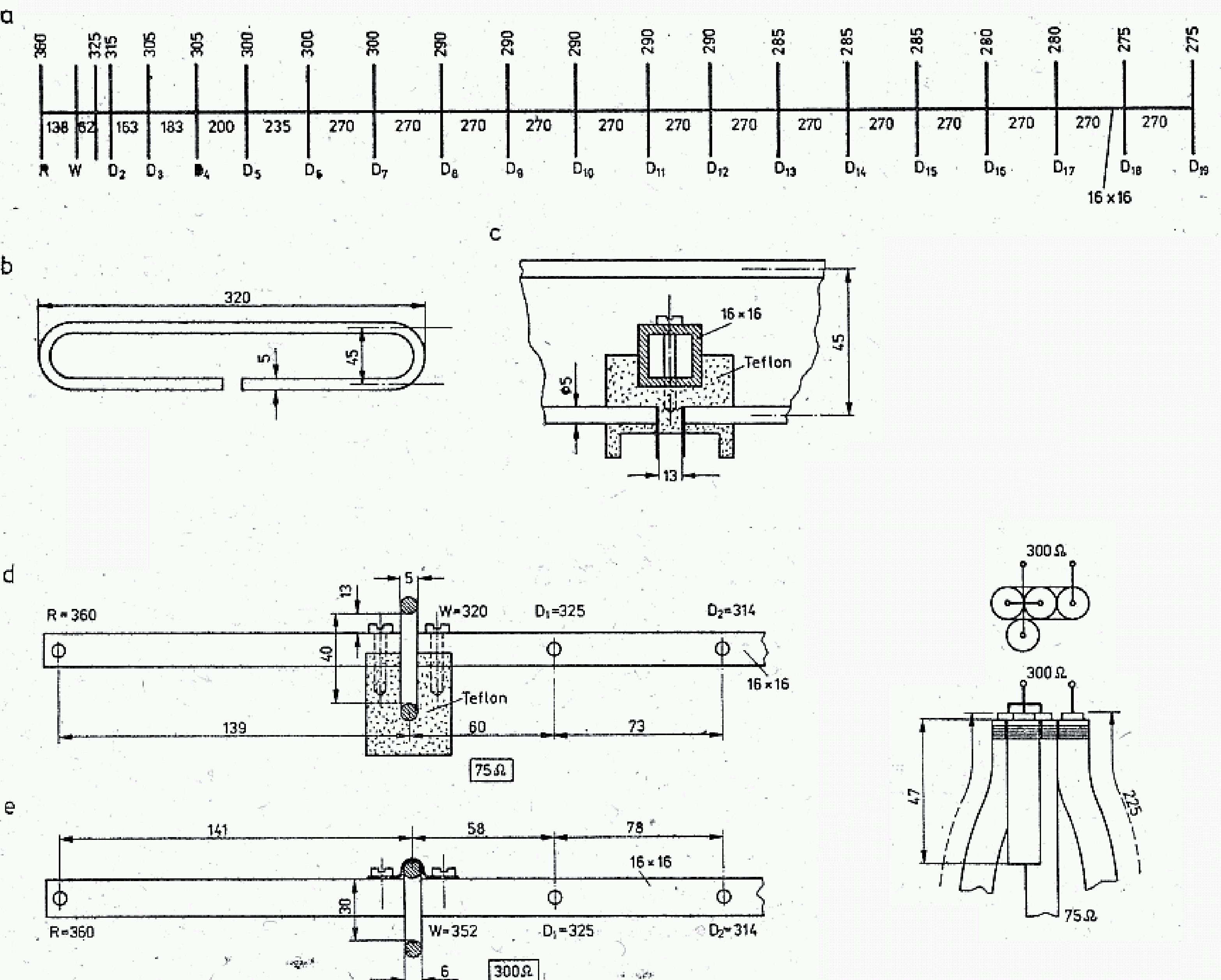
Dla pasma 432 MHz antena F9FT ma długość 6,6 λ, l_c = 4565 mm i składa się z 23 dipoli. Wymiary podano na rys. 7.14a. Jej impedancja wejściowa wynosi 75 Ω, przy czym wibrator pętlowy jest odizolowany od nośnika, jego długość zewnętrzna wynosi W = 320 mm, a rozstaw osi 45 mm [14, 16] (rys. 7.14b). Jest on wykonany z pręta o d = 5 mm, a pozostałe dipole mają średnicę d = 4 mm i są przepuszczane przez nośnik 16×16. Przy takiej konstrukcji wibrator jest w rezonansie dla częstotliwości 433 MHz i przez to jest bardzo wrażliwy na wszelkie odstępstwa wymiarowe (rys. 7.14c).

OK1VR w [14] opisuje zmodyfikowaną wersję wibratora, dającą na wejściu impedancję 300 Ω oraz pozwalającą na mocowanie wibratora wprost na nośniku. Węzeł wzbudzający w wersji oryginalnej wg F9FT pokazano na rys. 7.14d (75 Ω), a wersję zmodernizowaną na rys. 7.14e. Wibrator jest znacznie wydłużony poza rezonans (0,52÷0,56 λ) i występująca reaktancja jest kompensowana dodatkową pojemnością 3,0—3,5 pF. Pojemność ta jest utworzona przez odcinek otwartego kabla o długości 47 mm (rys. 7.14f). Pętla symetryzująca i transformująca (balun) ma długość 225 mm. W ten sposób, zdaniem OK1VR, został zachowany zysk G = 15,2±0,5 dBd, lecz uzyskano większą szerokopasmowość anteny i mniej krytyczną konstrukcję, przy czym WFS w całym pasmie jest mniejszy od wartości 1,7 (1,1 dla 435 MHz). Antenę tę opisano między innymi w [16], gdzie podano dla niej wartość zysku wynoszącą 16,8 dB.

7.4 Układy antenowe

Opisano tu układy antenowe złożone z anten typu Yagi z polaryzacją poziomą. Podana analiza znajduje pełne zastosowanie także do anten Yagi z polaryzacją pionową oraz w pewnym stopniu do innych typów anten tworzących tzw. antenę ścianową.

Z rysunku 7.2 wynika, że zysk anteny o długości 2 λ może wynosić do 11,3 dBd. Aby otrzymać zysk większy o 3 dB antenę trzeba wydłużyć do 5 λ, a dalsze zwiększenie zysku o 3 dB wymaga już anteny o długości 12 λ. Jest to słuszne, gdy antena jest zaprojektowana na maksymalny zysk i znajduje się w jednorodnym



7.14. Antena F9FT dla pasma 432 MHz

a — wymiary anteny, b — wibrator z wejściem 75 Ω, c — sposób mocowania wibratora do nośnika, d — obwody wzbudzające w wersji F9FT, wg [14], e — obwody wzbudzające w wersji OK1VR z wejściem 300 Ω, f — sposób dołączenia symetryzatora i pojemności kompensującej

polu elektromagnetycznym (homogenicznym). Pole homogeniczne uzyskuje się w otwartej przestrzeni, gdy antena jest umieszczona na wysokości co najmniej 2 λ nad ziemią i przy odbiorze bardzo odległych stacji. Homogeniczność pola sprawdza się dipolem Hertza przemieszczanym po całym obszarze jaki ma zajmować antena. Odchylenia napięcia indukowanego w dowolnym miejscu nie mogą przekraczać 0,5 dB.

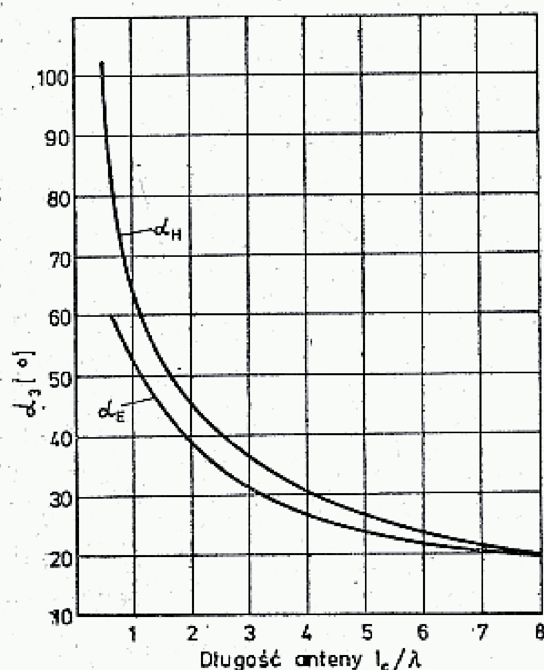
Dodatkowy zysk 3 dB lub 6 dB można uzyskać stosując odpowiednio położone i połączone dwie, względnie cztery jednakowe anteny podstawowe. Nakład materiału jest wtedy mniejszy, gdyż wynosi 2×2 λ, względnie 4×2 λ zamiast 6 λ i 12 λ, poza tym łatwiej jest spełnić warunek homogeniczności pola. W praktyce spotyka się najczęściej układy antenowe złożone z 2 lub 4 anten podstawowych. Anteny wyczynowe (EME, FAI) składają się z układów złożonych z 8, 16, 32, a nawet 64 anten podstawowych. Każde podwojenie liczby anten daje przyrost zysku najwyżej o 3 dB.

W dużych antenach sprawa komplikuje się z następujących powodów:

— anteny wewnętrzne mają inną impedancję w wyniku oddziaływania anten sąsiednich,
— w dużych objętościach zajmowanych przez układ antenowy wraz z konstrukcją nośną pole jest zazwyczaj w pewnym stopniu niehomogeniczne,
— duże odległości skrajnych anten wymagają dużych długości linii zasilających, z czym wiążą się dodatkowe straty.

Z powodu tych zjawisk podwajanie liczby anten w dużych układach daje przyrost zysku mniejszy niż 3 dB, wynoszący przeważnie około 2,5 dB, przy czym optymalny kształt przestrzeni zajmowanej przez układ antenowy jest zbliżony do sześcianu.

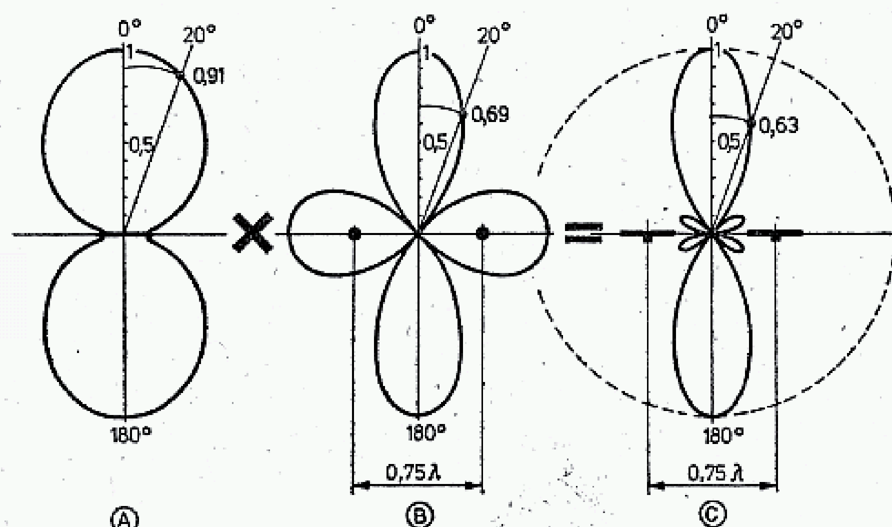
Przy projektowaniu układu antenowego należy ustalić optymalną długość anten podstawowych, tj. l_c/λ, ich odległości w płaszczyźnie poziomej S_E i pionowej S_H. W tym celu należy znać charakterystykę promieniowania anteny podstawowej, a w szczególności kąty α_{3E} i α_{3H} wiązki głównej oraz kierunki pierwszych minimów



7.15. Zależność szerokości wiązki do połowy mocy α_{3E} i α_{3H} od długości anteny Yagi obliczonej na maksymalny zysk

i pierwszych listków bocznych. Pozostałe listki boczne i tylny nie są tu potrzebne (rys. 7.1).

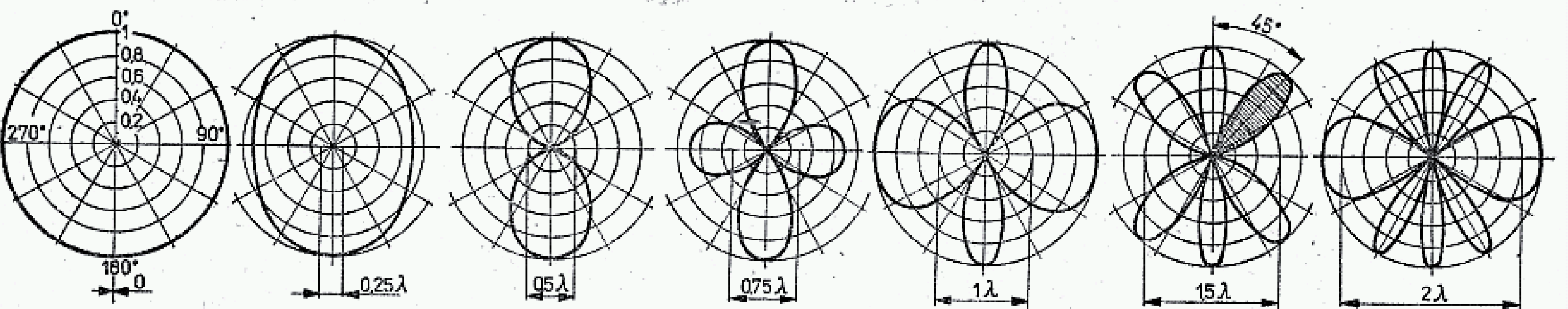
W antenie podstawowej, zaprojektowanej na maksymalny zysk, pierwszy listek boczny ma zazwyczaj poziom około −13 dB i dla takiej anteny zależność kątów wiązki głównej α_{3E} i α_{3H} od długości anteny l_0/λ można odczytać z rys. 7.15. Jest to wykres informacyjny, gdyż przy celowej zmianie długości niektórych direktorów, na przykład dla uzyskania większego tłumienia listków bocznych, zwiększa się szerokość wiązki głównej, często bez wyraźnego zmniejszenia zysku. Bezpośredni



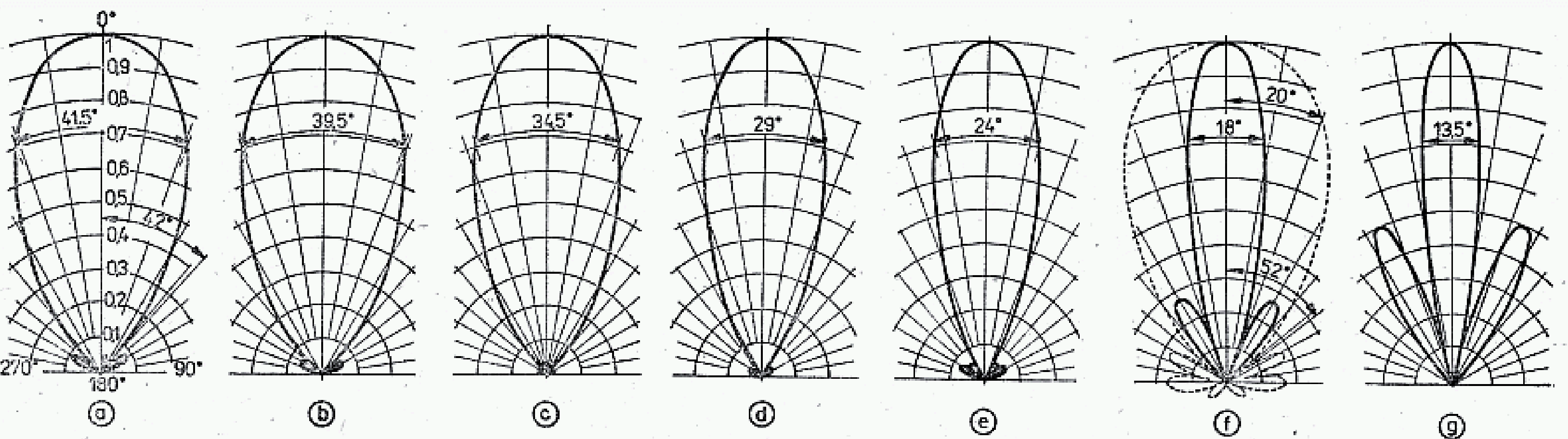
7.16. Mnożenie charakterystyki pojedynczego dipola $\lambda/2$ i charakterystyki szyku dwóch dipoli izotropowych daje charakterystykę układu dwóch dipoli $\lambda/2$ odległych o 0,75 λ

pomiar szerokości wiązki głównej α_3, tj. między poziomami osłabionymi o 3 dB jest dość trudny, gdyż wymaga precyzyjnego pomiaru poziomu sygnału, natomiast znacznie łatwiej można pomierzyć kąty między dwoma pierwszymi minimami, tj. $2\alpha_0$ (rys. 7.1). Na podstawie pomiaru $2\alpha_0$ można z dostateczną dokładnością wyznaczyć szerokość wiązki głównej α_3 jako równą α_0, np.: $2\alpha_0 = 64°$, stąd $\alpha_0 = 32°$ i $\alpha_3 \cong 32°$.

Charakterystyka układu dwóch anten jest wypadkową charakterystyki anteny podstawowej i charakterystyki szyku dwóch anten izotropowych w odległości S. Charakterystykę szyku dwóch anten izotropowych otrzymuje się na drodze teoretycznej. Pokazano ją na rys. 7.17a—g, dla różnych odległości anten $S = 0 \div 2\ \lambda$. Wypadkową charakterystykę układu otrzymuje się mnożąc (iloczyn) wartości natężenia pola w danym kierunku w antenie podstawowej i w szyku anten izotropowych. Mnożenie to można zrobić graficznie, np. co 5° lub za pomocą mikrokomputera. Na rysunku 7.16 pokazano przykładowo wynik liczbowy takiego mnożenia dla $\alpha = 20°$ oraz całą charakterystykę wypadkową układu złożonego z dwóch dipoli $\lambda/2$ odległych o $S_E = 0{,}75\ \lambda$. Linią przerywaną pokazano charakterystykę w płaszczyźnie H. Nie uległa ona zmianie i jest nadal kolista. Na rysunku 7.18a—g pokazano wynik mnożenia charakterystyki anteny D z tablicy 7.2.1 (12Y 1,8—0,92) z charakterystykami szyku dla różnych odległości anten S. Widać, że zwiększenie odległości anten do $S_E = 1{,}5\ \lambda$ powoduje zawężenie wiązki do $\alpha_{3E} = 18°$ przy niewielkim wzroście listka bocznego. Przy $S_E = 2\ \lambda$ uzyskuje się wprawdzie jeszcze



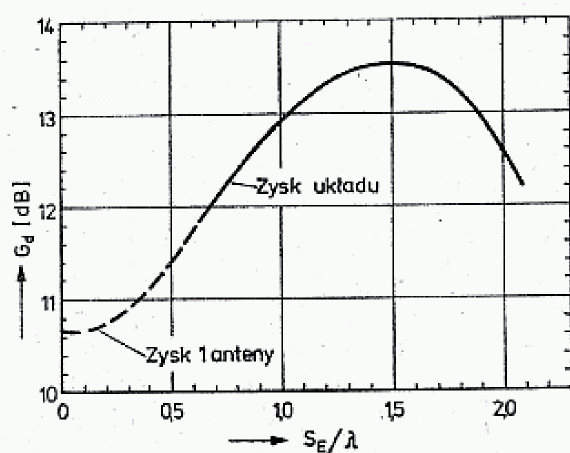
7.17. Charakterystyki szyku anten izotropowych przy odległościach $S = 0; 0{,}25\lambda; 0{,}5\lambda; 0{,}75\lambda; 1\lambda; 1{,}5\lambda; 2\lambda$



7.18. Charakterystyki układu dwóch anten 12Y 1,8—0,92 dla różnych odległości S_E jako wynik mnożenia charakterystyki anteny podstawowej (a) i charakterystyki szyku z rys. 6.17

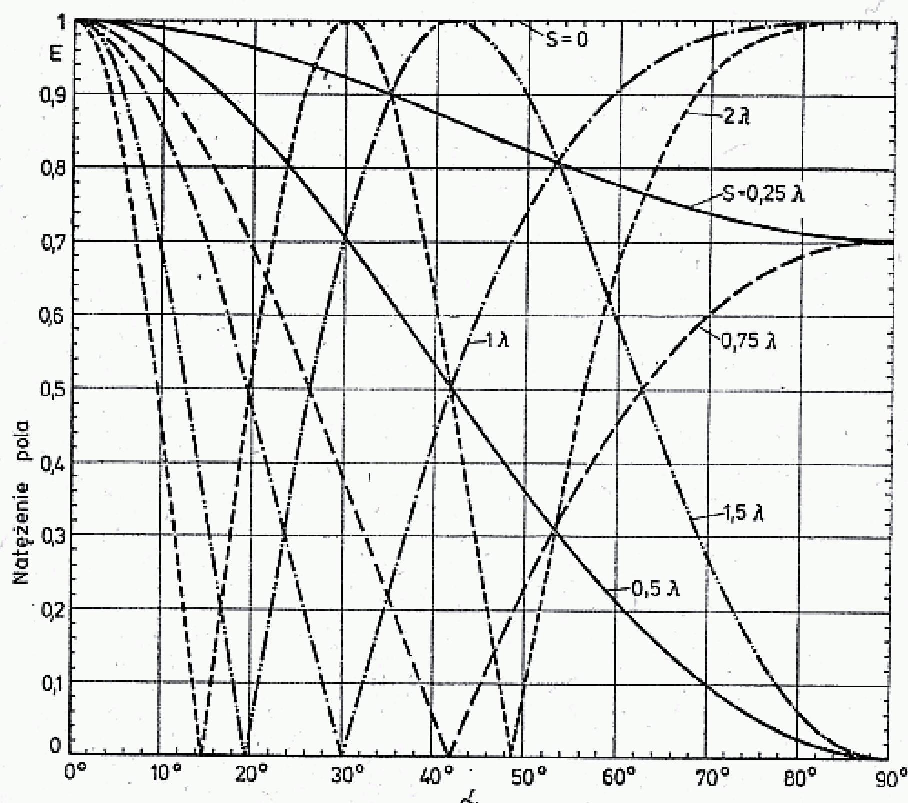
węższą wiązkę główną ($\alpha_{3E} = 13,5°$), lecz silny pierwszy listek boczny pochłania już dużą część mocy kosztem wiązki głównej.

Długości charakterystyki wiązek głównych na rys. 7.18 są jednakowe, w rzeczywistości jednak powinny być one różne, gdyż ich długość powinna odpowiadać rzeczywistemu zyskowi układu anten G_d, to jest zyskowi anteny podstawowej G i przyrostowi ΔG. Na rysunku 7.19 pokazano wartość $G_d = G + \Delta G$ w zależności od S_E dla opisanej anteny. Maksymalny zysk występuje dla $S_E = 1,5\ \lambda$.



7.19. Zysk układu poziomego dwóch anten 12Y-1,8—0,92 w zależności od ich rozstawienia S/λ

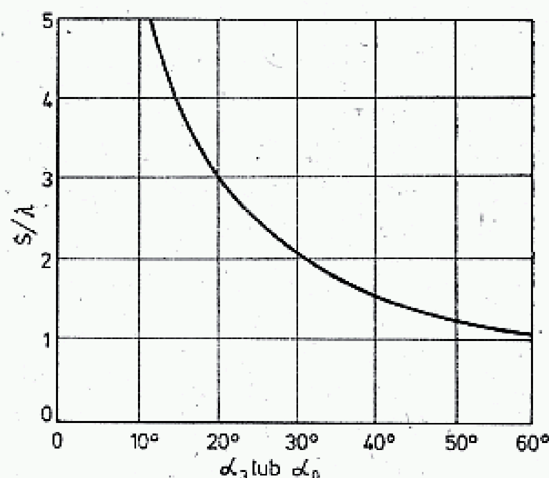
Maksymalny zysk układu uzyskuje się dla tak dobranej odległości S_E, aby położenie pierwszego listka szyku izotropowego pokrywało się z pierwszym minimum α_0 anteny podstawowej. W podanym przypadku $\alpha_{3E} = 41,5°$, $\alpha_0 = 42°$ (rys. 7.18a) i z rysunku 7.17 dobieramy przypadek f, tj. dla $S_E = 1,5\ \lambda$. Odpowiada temu listek zakreskowany. Podobny sposób postępowania jest dla każdej dowolnej anteny o znanej charakterystyce.



7.20. Charakterystyki szyku dwóch dipoli izotropowych z rys. 6.17 we współrzędnych prostokątnych; pokazano tylko jedną ćwiartkę, gdyż pozostałe są położone symetrycznie

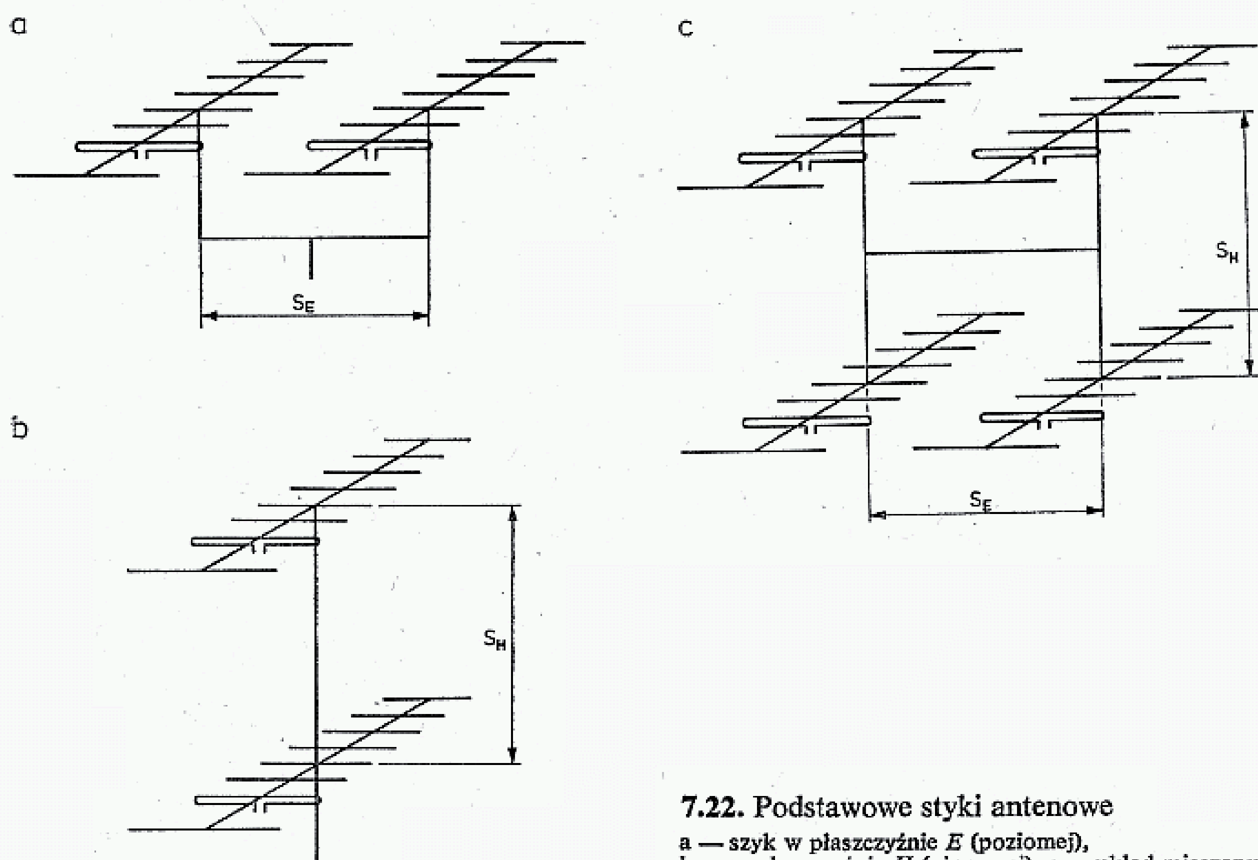
Na rysunku 7.20 pokazano zbiorczo charakterystykę szyku dwóch anten izotropowych we współrzędnych prostokątnych dla pierwszej ćwiartki charakterystyki przy różnych odległościach S. Odpowiada ona rysunkowi 7.17.

Na rysunku 7.21 pokazano optymalną odległość S/λ dwóch anten w zależności od wartości α_3, względnie położenia pierwszego minimum α_0 anteny podstawowej zestrojonej na maksymalny zysk, przy założeniu że $\alpha_0 = \alpha_3$.



7.21. Optymalna odległość S/λ dwóch anten podstawowych zestrojonych na maksymalny zysk w zależności od szerokości wiązki głównej α_3, względnie kierunków minimum α_0; można przyjąć, że $\alpha_3 = \alpha_0$

W przykładzie podanym w poprzednim punkcie anteny umieszczono obok siebie w płaszczyźnie E w odległości S_E (rys. 7.22a). Charakterystyka układu anten w płaszczyźnie pionowej (H) jest taka sama jak anteny podstawowej (linia przerywana na rys. 7.18f). Jej pierwsze minimum występuje przy $\alpha_{0H} = 52°$. Jeśli anteny te umieścić nie obok siebie, ale nad sobą, to z rys. 7.20 odczytuje się, że optymalna odległość S_H anten wyniesie 1,25 λ (rys. 7.22b). Przy takim usytuowaniu anten



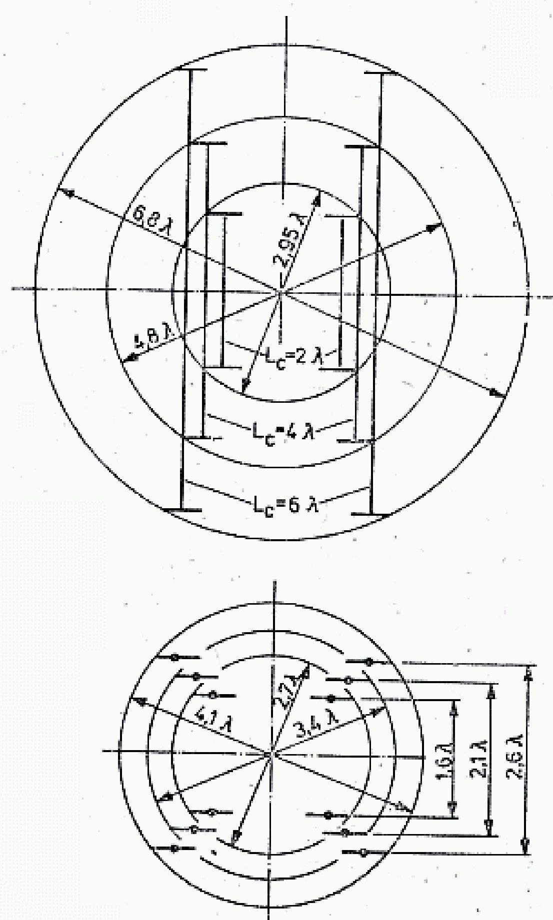
7.22. Podstawowe styki antenowe
a — szyk w płaszczyźnie E (poziomej),
b — w płaszczyźnie H (pionowej), c — układ mieszany

charakterystyka pozioma nie ulegnie zmianie, tj. będzie jak na rys. 7.18a, zaś charakterystyka w płaszczyźnie pierwszej ulegnie zawężeniu.

Z rozważań tych wynika, że umieszczając anteny obok siebie zawężamy wiązkę w płaszczyźnie poziomej, co ułatwia eliminowanie (osłabienie do około −30 dB) stacji niepożądanej, położonej w niedużej odległości kątowej (20°). Pojedyncza antena może osłabić sygnał tej stacji zaledwie o 3 dB. Układ taki daje dodatkowy zysk +3 dB, wymaga jednak dokładnego nastawienia na korespondenta, co w czasie zawodów może być niewygodne. Wady tej nie ma układ anten umieszczonych nad sobą (rys. 7.21b), gdyż zachowuje on szerokość wiązki głównej 41,5°, a zawęża wiązkę w płaszczyźnie pionowej z 52° do 24°, przy zachowaniu dodatkowego zysku +3 dB. Anteny UKF do dalekich łączności troposferycznych, MS, FAI i zorzowych wykorzystują tylko tę część wiązki, która znajduje się między linią horyzontu i kątem elewacji 10° do 20°, pozostała część jest dla tych łączności bezużyteczna. W łącznościach przez satelity sytuacja jest odwrotna i wtedy korzystniejszy jest układ poziomy (rys. 7.22a).

Zestaw czterech anten (rys. 7.22c) projektuje się tak jak to zrobiono dla dwóch anten, z tym że w pierwszym kroku oblicza się np. układ pary poziomej i ustala S_E, a następnie pary pionowej i ustala S_H. Większe układy, np. 8-antenowe dzieli się na dwa podukłady po 4 anteny, ich charakterystyki bierze do obliczeń jako nową parę dwóch anten i oblicza charakterystykę wypadkową. W praktyce wyliczone odległości S_E i S_H dla jednej pary anten podstawowych są właściwe także dla odległości między wszystkimi antenami w układzie antenowym.

Im dłuższe są anteny podstawowe (l_c/λ), tym większe wypadają odległości S między nimi. Powoduje to wydłużenie odcinków kabli zasilających i zwiększenie



7.23. Przestrzeń zajmowana przez układ czterech anten o różnych długościach l_a/λ z optymalnym rozstawieniem

a — średnica obrotu w płaszczyźnie poziomej d_E,
b — wysokość zestawu i średnica obrotu w płaszczyźnie pionowej d_H

trudności konstrukcyjnych. Na rysunku 7.23 pokazano przykład optymalnego rozstawienia 4 anten o długościach $l_c = 2\lambda$, 4λ i 6λ. Na rysunku 7.23a pokazano średnicę obrotu tych anten, a na rys. 7.23b ich średnie odległości $(S_E+S_H)/2$. W tablicy 7.5.1 zestawiono wyniki obliczonego zysku przy zastosowaniu kabli zasilających VFKV 630 produkcji CSSR przy częstotliwości 750 MHz. Do tłumienia kabli dodano 0,5 dB na tłumienie złącz i nieciągłości. Z tablicy tej widać, że wydłużenie anten z 4λ do 6λ daje przyrost zysku zaledwie o 0,5 dB, przy znacznym wzroście nakładów materiałowych i komplikacji konstrukcji. Większy zysk można uzyskać stosując 6 anten o długości 4λ lub 8 anten o długości 3λ.

Tablica 7.5.1

Skuteczne zyski układu czterech anten o różnych długościach

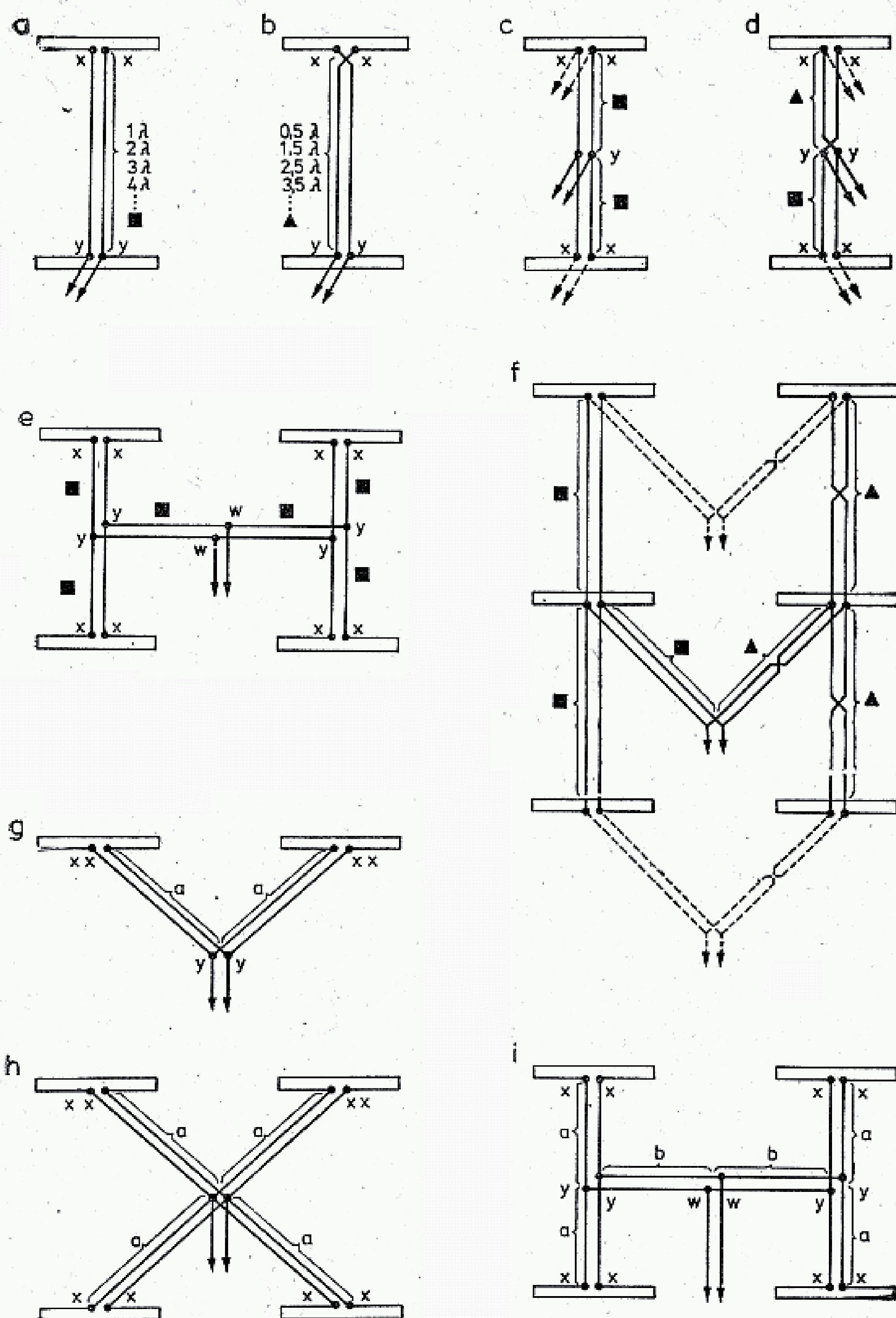
l_c	G_d	$\frac{S_E+S_H}{2}$	G_{max}	Tłumienie połączeń	G_{sk}	d_E [λ]	d_H [λ]	d_H/d_E
2 λ	12 dBd	1,6λ	18 dBd	1,2 dB	16,8 dBd	2,95	2,7	0,91
4 λ	14 dBd	2,1λ	20 dBd	2,0 dB	18,0 dBd	4,8	3,4	0,71
6 λ	15 dBd	2,6λ	21 dBd	2,5 dB	18,5 dB	6,8	4,1	0,6

Zasilanie anten podstawowych można zrealizować liniami rezonansowymi lub nierezonansowymi. Linia rezonansowa musi mieć długość $\lambda/2$ lub jej krotności: 1λ, $1{,}5\lambda$, 2λ itd., zaś impedancja falowa tych linii jest nieistotna, gdyż linia półfalowa przenosi bez transformacji impedancję z początku linii na jej koniec. Stosuje się linie symetryczne o impedancjach 150÷600 Ω albo kable współosiowe o impedancjach 50 Ω i 75 Ω. Jeśli linia ma długość 1λ, 2λ itd., to nie odwraca fazy i anteny łączy się tak jak na rys. 7.24a. Linie z parzystą liczbą połówek fali oznaczono umownie kwadracikiem. Linie o długości $\lambda/2$, $1{,}5\lambda$, $2{,}5\lambda$ itd., a więc z nieparzystą liczbą półfal (oznaczenie trójkącikiem), odwracają fazę o 180°. Dla synfazowej pracy dwóch anten linia taka musi być obrócona (skręcona) o 180° (rys. 7.24b).

Układ antenowy może być zasilany na zaciskach jednej z anten (rys. 7.24a, b) lub w odpowiednim miejscu *Y-Y* linii rezonansowej (rys. 7.24 c i d), przy czym długości odcinków linii muszą być rezonansowe (n. $\lambda/2$).

Impedancja wejściowa anteny Z_{aa} przenosi się do punktu *Y-Y* i jest tam dołączona równolegle do impedancji Z_{xx} drugiej anteny. Stąd też impedancja wejściowa $Z_{yy} = Z_{xx}/2$. W miejscu *Y-Y* kable mogą być połączone nie równolegle, lecz szeregowo i wtedy otrzymuje się $Z_{yy} = 2 \cdot Z_{xx}$. Przy antenach 300 Ω w miejscu *Y-Y* otrzymuje się albo 150 Ω albo 600 Ω. W układzie czterech anten (rys. 7.22) łącząc liniami rezonansowymi punkty *Y-Y* obu par anten z punktem *W-W* otrzymuje się $Z_{ww} = 75$ Ω lub 300 Ω. Są to impedancje wygodne do dalszego zasilania kablem współosiowym o impedancji 75 Ω lub bezpośrednio przez transformator 300/75 Ω półfalowy (balun).

Zaletą linii rezonansowych o długości $n \cdot \lambda/2$ jest to, że ich impedancja falowa może być dość dowolna, zaś wadą jest to, że przy częstotliwościach różnych od obliczeniowej f_0 linia rezonansowa zaczyna transformować impedancje, co



7.24. Układy linii zasilających

a — linie z parzystą liczbą półfal, b — linie z nieparzystą liczbą półfal wymagają skrzyżowania żył, c, d — zasilanie linii między antenami, e, f — zasilanie czwórki i szóstki anten, g, h, i — linie nierezonansowe muszą mieć jednakowe długości

wpływa na *WFS* w linii, a tym samym linia ta zawęża pasmo przenoszenia układu anten. W szczególnych przypadkach niepełnych dopasowań przy częstotliwości f_0 może, przy pewnych wartościach impedancji linii, wystąpić zjawisko poprawiania się *WFS* przy odejściu od częstotliwości f_0.

Zasilanie liniami nierezonansowymi umożliwia stosowanie linii o dowolnej długości, a więc także i krótszych niż w liniach rezonansowych, jednak pod dwoma warunkami:

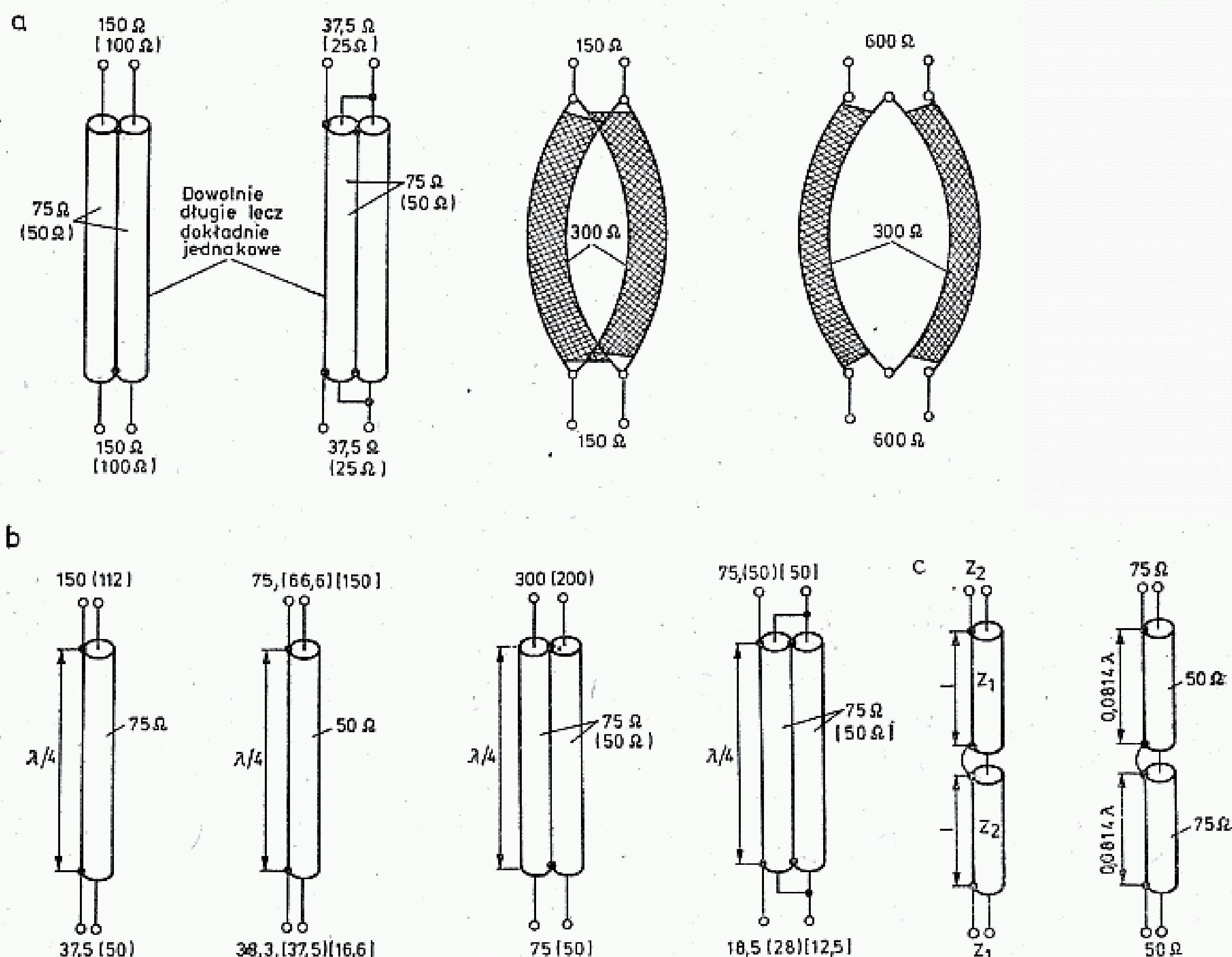
— linia musi mieć impedancję falowa Z_0 zgodną z impedancją wejściową anteny Z_{xx} oraz,

— długość odcinków linii (a, b) musi być dokładnie taka sama.

Ten drugi warunek w przypadku zastosowania bardziej złożonego układu zasilania anten można pominąć, co umożliwia dalsze zmniejszenie ilości kabla, a więc i strat.

Sposoby zasilania liniami nierezonansowymi pokazano na rys. 7.24g, h, i. W punkcie *Y-Y* otrzymuje się impedancje takie jak w przypadku linii rezonansowych, podobnie w punkcie *W-W*. Różnica polega jednak na tym, że dla odcinka (*b*) impednacja linii musi spełniać warunek $Z_{ob} = Z_{yy}$, to znaczy jest inna niż dla odcinka (*a*).

W układach antenowych często uzyskuje się impedancje wejściowe układu nieodpowiednie dla bezpośredniego dołączenia kabla koncentrycznego. Stosuje się wtedy pary kabli (rys. 7.25a) lub transformatory ćwierćfalowe opisane w rozdz. 3.6 i 3.10 oraz w [1], a pokazane na rys. 7.25b.



7.25. Dopasowanie impedancji kablami

a — sposoby zmiany impedancji linii przez szeregowe lub równoległe łączenie kabli, b — transformatory ćwierćfalowe z kabli koncentrycznych, c — układ dopasowania impedancji Z_1 do Z_2 z dwoma odcinkami kabla, d — praktyczny układ dopasowania kabli 75 Ω i 50 Ω

W parach równoległych oba przewody muszą mieć dokładnie taką samą długość, lecz długość pary jest dowolna. Tłumienie pary jest w przybliżeniu o połowę mniejsze niż pojedynczego przewodu. W transformatorach ćwierćfalowych należy pamiętać o współczynniku skrócenia *K*. Dla dopasowania dwóch kabli o impedancjach falowych Z_1 i Z_2 łączy się je tak jak na rys. 7.25c, przy czym długości $l_1 = l_2$ oblicza się ze wzoru:

$$\mathrm{ctg}^2 \beta l = \frac{Z_1}{Z_2} + \frac{Z_2}{Z_1} + 1 \tag{7.7}$$

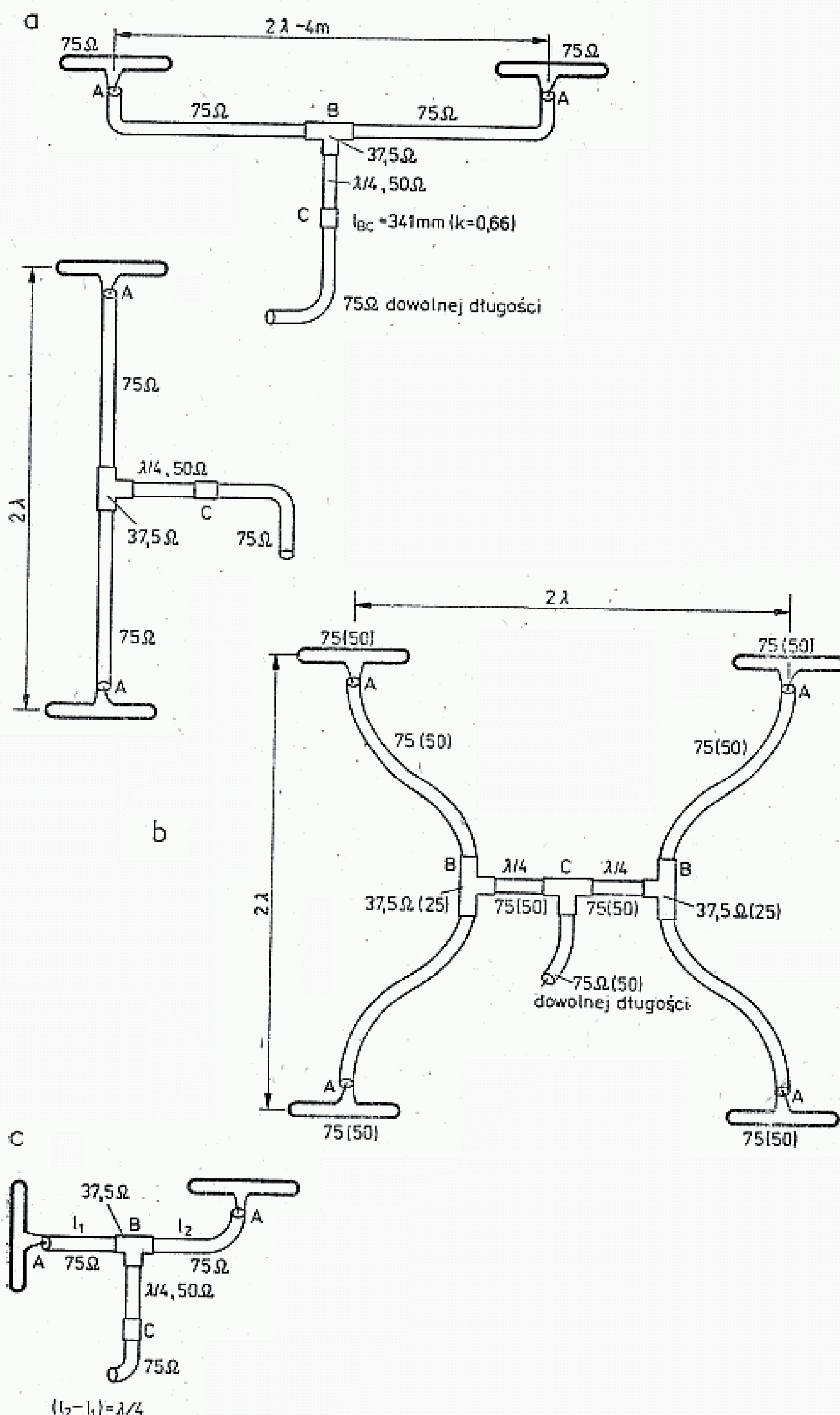
gdzie: $\beta = 2\pi/\lambda$

Przykład: Dla $Z_1 = 50\ \Omega$, $Z_2 = 75\ \Omega$ otrzymuje się $\mathrm{ctg}^2 \beta l = 3{,}16$, skąd $\mathrm{ctg}\beta l = 1{,}75$ i $\beta l = 0{,}51$ rad i $l = 0{,}51\ \lambda/2\pi = 0{,}0814\ \lambda$. Dla pasma 144 MHz $l = 168$ mm, dla pasma 432 MHz $l = 56$ mm. Układ takiego podwójnego transformatora pokazano na rys. 7.25d. Zasadę działania takiego transformatora wyjaśniono w literaturze [1].

7.5 Przykłady układów antenowych

7.5.1 Układy anten F9FT

Firma TONNA podaje następujące rozstawy dla anten F9FT 9-elementowych pracujących w pasmie 144 MHz: $S_E = 3{,}2$ m, $S_H = 2{,}7$ m, a dla anteny 15-dipolowej



7.26. Sposoby zasilania układu anten F9FT 144/15 z impedancją 75 Ω (50 Ω)

a — zasilanie pary anten 75 Ω, b — zasilanie czwórki anten 75 Ω (50 Ω), c — zasilanie anteny krzyżowej 75 Ω. Linie AB mogą być dowolnej, lecz dokładnie jednakowej długości

pracującej w pasmie 144 MHz $S_E = 4$ m, $S_H = 3{,}7$ m, zaś dla anteny 432/21: $S_E = 1{,}5$ m i $S_H = 1{,}5$ m. Parę anten o rezystancji wejściowej 75 Ω zasila się dwoma odcinkami kabla 75 Ω o dokładnie tej samej długości (rys. 7.26a). W miejscu przyłączenia kabli do trójnika (*B*) uzyskuje się impedancję 75/2 = 37,5 Ω. Impedancję tę transformuje się odcinkiem λ/4 kabla 50 Ω na 75 Ω w punkcie *C*. Zakładając współczynnik skrócenia $K = 0{,}66$ i $\lambda = 2069$ mm długość transformatora wyniesie $l_t = 2069 \cdot 0{,}66/4 = 341$ mm. Obejmuje ona także długość złączy 50 Ω. Punkt *C* może być zasilany dalej kablem o impednacji 75 Ω dowolnej długości.

Zasilanie czterech anten jest równie proste. Można tu zastosować anteny o impedancji zarówno 75 Ω, jak i 50 Ω, dobierając do tego odpowiednie impedancje falowe kabli (rys. 7.26b). W nawiasach podano wartości dla wersji o impednacji 50 Ω.

Odcinki *AB* tworzą kable o impedancji 75 Ω (50 Ω) dokładnie tej samej długości. W punkcie *B* znajduje się trójnik, na którego wyjściu występuje impednacja 75/2 = 37,5 Ω (25 Ω). Jest ona transformowana odcinkiem λ/2 kabla 75 Ω (50 Ω) na impedancję 150 Ω (100 Ω) w punkcie *C*. Równolegle połączone w kolejnym trójniku dwa takie transformatory dają na wyjściu impednację 75 Ω (50 Ω), co umożliwia dołączenie dalszego odcinka kabla o dowolnej długości.

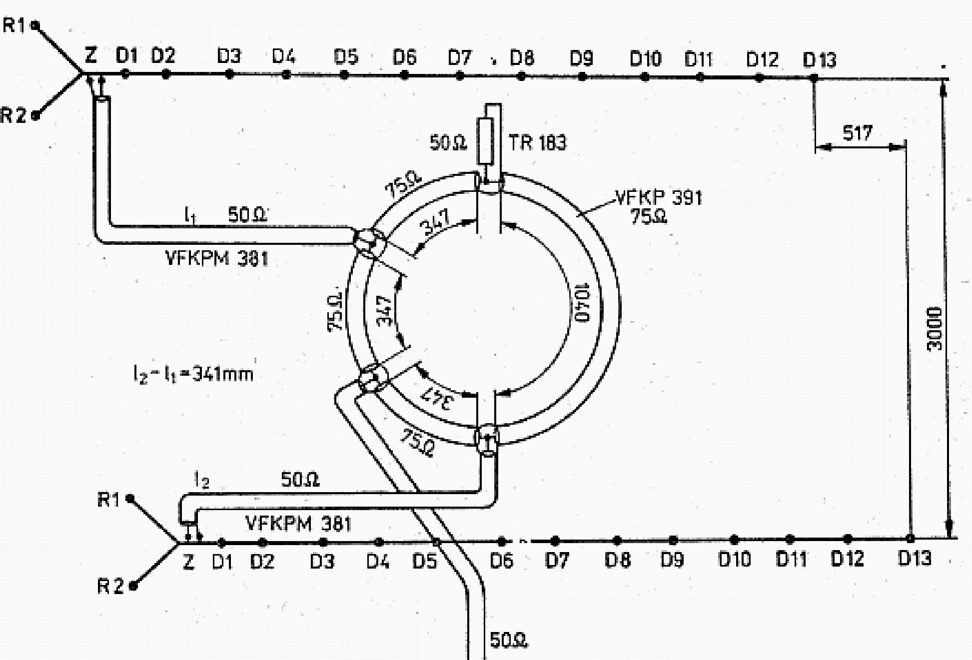
Jeśli występują wątpliwości na temat impedancji falowej kabli lub gdy stosuje się kable o innych impedancjach, to odcinki *AB* powinny mieć długość elektryczną $n \cdot \lambda/2$. Dla zapewnienia zgodności fazowej anten w układzie żyły środkowe kabli muszą być dołączone do końcówek wibratorów oznaczonych literą *A*.

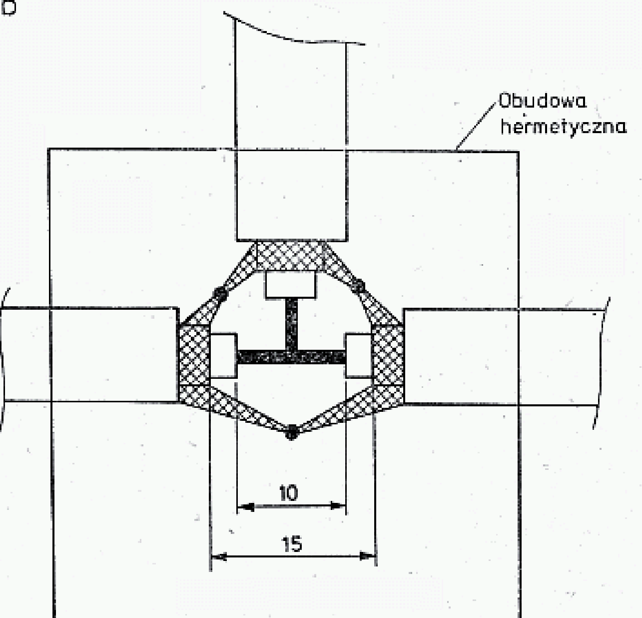
Parę anten można łatwo skojarzyć w układ z polaryzacją kołową. W tym celu obie anteny montuje się na jednym nośniku elementami jak najbliżej siebie, zaś oba wibratory zasila się jak w układzie 7.26a, z tym, że kabel do jednej z anten musi być dłuższy o λ/4 (90°), tak jak na rys. 7.26c. Zysk takiego układu jest taki sam jak jednej anteny, lecz układ ten przyjmuje sygnały o dowolnej polaryzacji.

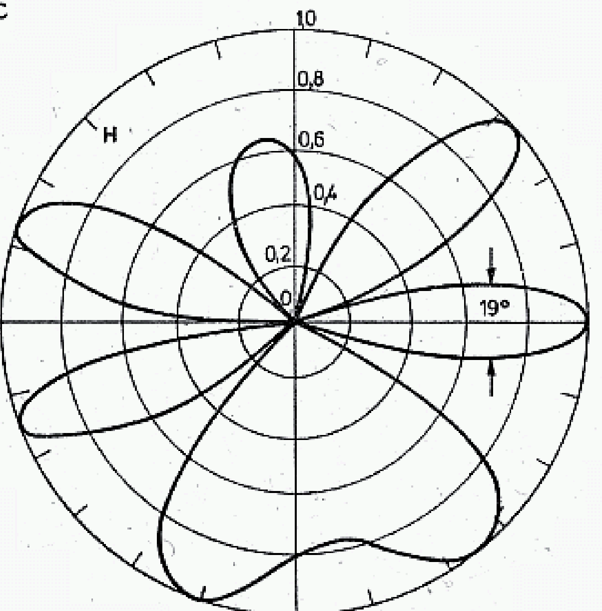
7.5.2 Układy anten F9FT/OK1ZN

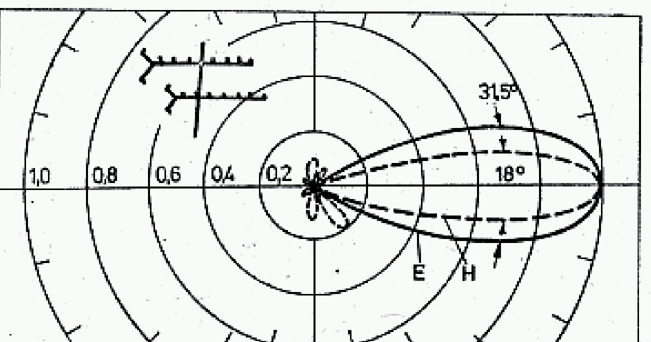
Sprzęgacze kierunkowe opisane w rozdziale 3.11 umożliwiają prawidłowe zasilanie układu dwóch anten z jednoczesnym poprawieniem ich charakterystyk. W literaturze [13] opisane wyniki sprzęgnięcia dwóch anten F9FT w układzie pokazanym na rys. 7.27a. Poszczególne anteny F9FT 144/15 (rys. 7.13a) o długości 3λ mają wibrator taki jak pokazany na rys. 7.13f o położeniu uwidocznionym na rys. 7.13g. Antena dolna jest wysunięta do przodu o λ/4 = 517 mm i zasilana kablem dłuższym o λ/4 od kabla anteny górnej.

Anteny o impedancji wejściowej 50 Ω są zasilane kablem o impedancji 50 Ω i $K = 0{,}66$ dowolnej długości, z tym że kabel dolny jest dłuższy o 347 mm od górnego. Kable są dołączone do sprzęgacza pierścieniowego utworzonego z czterech odcinków kabla 75 Ω ($K = 0{,}66$) o długościach jak na rysunku. Sprzęgacz zapewnia równy podział mocy między antenami, zmniejsza oddziaływanie między antenami, a tym samym dodatkowe straty przy niehomogeniczności pola. Rezystor 50 Ω w normalnych warunkach obciążony jest poniżej 0,1% mocy dostarczanej do sprzęgacza, lecz w przypadku uszkodzenia jednej z anten wydziela się na nim 1/4 mocy









7.27. Układy anteny F9FT 144/15/OK1ZN ze sprzęgaczem jednokierunkowym

a — schemat elektryczny, b — sposób łączenia kabli, c — charakterystyka szyku izotropowego w płaszczyźnie pionowej, d — charakterystyka układu antenowego (linia przerywana — w płaszczyźnie pionowej)

dostarczanej z nadajnika. Na rysunku 7.27b pokazano sposób łączenia kabli. Miejsce łączenia należy zamknąć w hermetycznej osłonie.

Układ antenowy, dzięki sprzęgaczowi pierścieniowemu, ma bardzo dużą szerokopasmowość i w przedziale $140 \div 150$ MHz $WFS < 1{,}2$ przy zasilaniu kablem o impedancji 50 Ω. W wyniku przesunięć fazowych anten charakterystyka szyku w płaszczyźnie pionowej (rys. 7.27c) korzystnie wpływa na charakterystykę układu: zawęża ją w płaszczyźnie pionowej do $\alpha_H = 18°$ z pierwszym listkiem bocznym $-48°$ i -15 dB oraz $+48°$ i -22 dB oraz dwoma $\pm 90°$ i -18 dB. W płaszczyźnie poziomej szerokość wiązki głównej nie uległa zmianie, tj. $\alpha_E = 31{,}5°$ dla częstotliwości 145 MHz ze stosunkiem $F/B = 34$ dB dla 145 MHz (dla 144 MHz i 146 MHz $F/B = 25$ dB) i pierwszymi listkami $\pm 45°$ i -22 dB.

Zmierzony zysk układu w stosunku do dipola $\lambda/2$ wynosi 18 dB. Jest to więc pod względem elektrycznym bardzo dobra antena. Jej wadą są bardzo duże rozmiary: $l = 7$ m, $h = 3$ m.

7.5.3 Układy anten OK1ZN

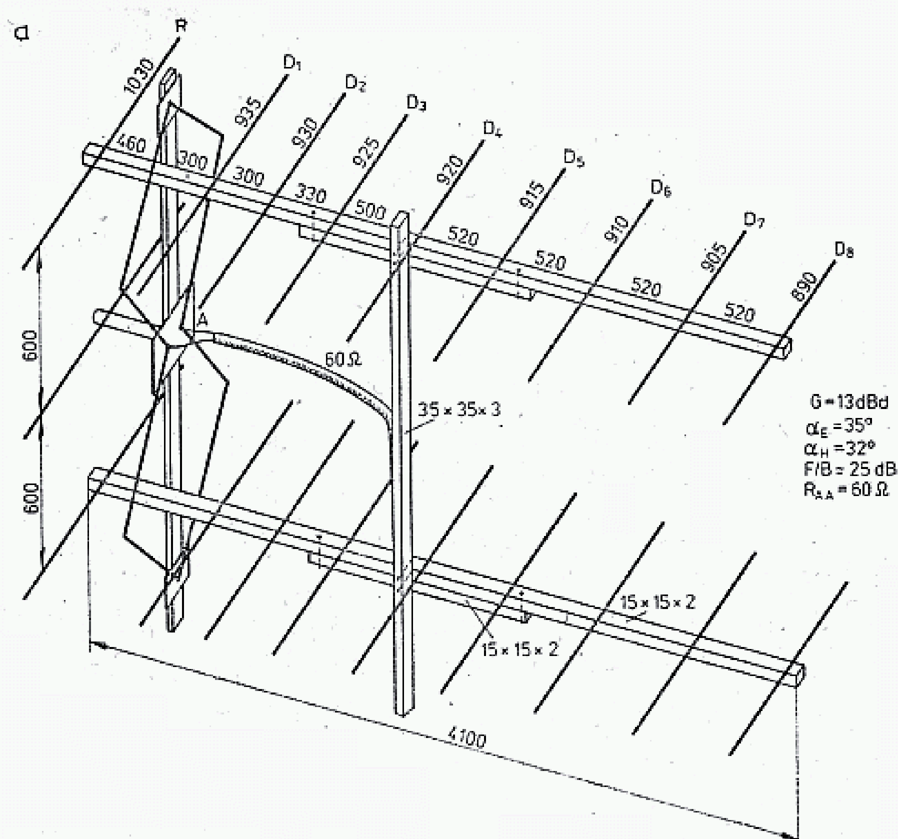
Na rysunku 7.12b pokazano układ złożony z dwóch anten OK1ZN sprzęgniętych także sprzęgaczem pierścieniowym [13]. Anteny są umieszczone obok siebie. Przesunięcie przestrzenne wywołuje przesunięcie fazowe zawężające charakterystykę w płaszczyźnie poziomej do $\alpha = 20°$; współczynnik F/B wynosi około 25 dB. Układ antenowy, dzięki zastosowaniu sprzęgacza kierunkowego, jest bardziej szerokopasmowy niż pojedyncza antena, gdyż w pasmie 144—146 MHz $WFS < 1{,}3$.

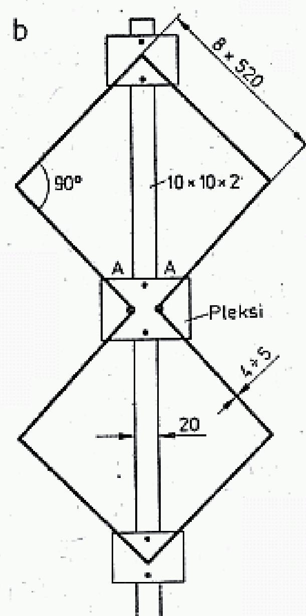
Anteny te mogą być także zestawiane w układzie pionowym, podobnie jak to pokazano w poprzednim przykładzie z antenami F9FT (rys. 7.27).

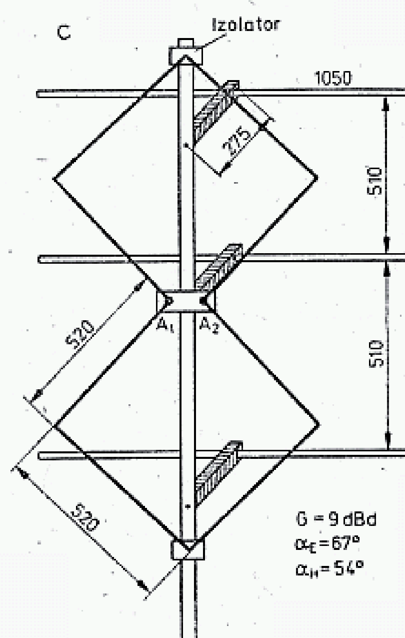
7.5.4 Układy antenowe wg DL7KM

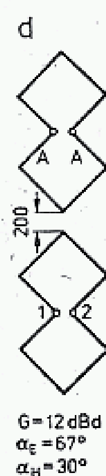
Istnieje cała grupa anten z wibratorem i direktorami wieloelementowymi jak np. antena K6HCP [18], antena Quagi oraz anteny z dwupoziomowymi direktorami na jednym nośniku [2]. W układach tych mały dodatkowy zysk wynoszący 1 dB wynika z małej odległości poziomów. Lepszym rozwiązaniem są układy z dwoma oddzielnymi ciągami direktorów umieszczonych na dwóch nośnikach, a zasilanych jednym złożonym wibratorem ramowym. Anteny takie opisano w [1] oraz w [10]. Ich zaletą jest uproszczenie układu zasilającego, lecz podkreślić należy, że w antenach tych odległość pięter jest mniejsza od optymalnej i przez to zysk jest mniejszy od możliwego do uzyskania z dwóch anten Yagi tej samej długości umieszczonych w optymalnej odległości.

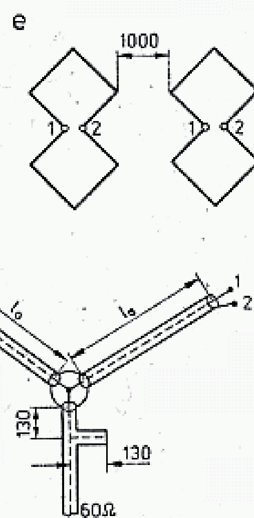
Na rysunku 7.28 pokazano antenę dwupiętrową według DL7KM [17], ze wspólnym wibratorem dwukwadratowym i rezystancją wejściową 60 Ω. Umożliwia to zasilanie kablem 50 Ω i 75 Ω przy niewielkim *WFS*. Odległość pięter anteny, wynosząca 1200 mm, jest mniejsza od optymalnej. Wibrator jest wykonany z jednego kawałka drutu Cu Ø 5 zlutowanego na końcu i mocowany do nośnika $10 \times 10 \times 2$ za pośrednictwem płytek izolacyjnych. Może to być szkło organiczne lub nawet tekstolit szklany, gdyż występuje tam małe napięcie w.cz. Płytki i wibrator należy pokryć

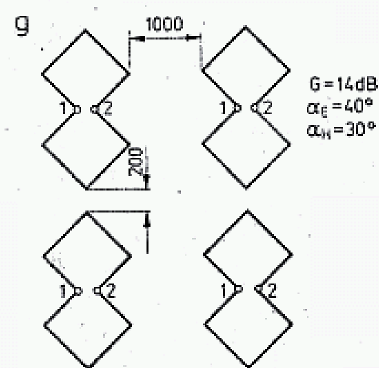












7.28. Anteny wg DL7KM, [17]

a — układ dwóch anten Yagi, b — schemat wibratora złożonego, c — jednostka antenowa — wibrator + reflektor, d — układ pionowy pary anten, e — układ poziomy pary anten, f — linia zasilająca, g — czwórka anten podstawowych

farbą ochronną. Zasilać można wprost kablem współosiowym bez symetryzacji. Nie wpływa to na zysk, a jedynie nieco desymetryzuje charakterystykę promieniowania. Można temu zapobiec nakładając pierścień ferrytowy na kabel przy wibratorze (rys. 7.10b).

Wibratory typu podwójny kwadrat (ang.: *double quad*) bardzo dobrze nadają się do tworzenia układów anten ścianowych. Podstawowym członem anteny ścianowej wg DL7KM jest układ z rys. 7.28c o zysku 9 dBd. Składa się on z podwójnego kwadratu zasilanego w punkcie A_1A_2 kablem współosiowym o impedancji 60 Ω oraz z potrójnego reflektora 3×1050 umieszczonego dokładnie 275 mm za wibratorem. Wibrator jest odizolowany od metalowego nośnika — masztu. Jako maszt można zastosować rurę PCW.

Układ pokazany na rys. 7.28c może stanowić podstawę do wykonania pary antenowej pionowej (rys. 7.28d) lub poziomej (7.28e). Zysk dodatkowy pary teoretycznie powinien wynosić +3 dB, w praktyce uzyskuje się w układzie 11,5 dBd. Para jest zasilana kablami tak jak pokazano na rys. 7.28f. Odcinki l_a, oba dokładnie jednakowe, dla kabla o impedancji 60 Ω mają dowolną długość. Po trójniku następuje dowolnie długi kabel 60 Ω, z tym że kompensacja i transformacja impedancji zachodzi w otwartym odcinku kabla 60 Ω o $K = 0{,}66$ i długości 130 mm, umieszczonym w odległości także 130 mm ($0{,}095\lambda$) od trójnika.

Pomiary zrobione przez DL7KM wykazały, że lepsze dopasowanie występuje wtedy, gdy odcinek kabla o długości 133 mm jest umieszczony w odległości 108 mm od trójnika. Układ złożony z czterech anten (rys. 7.28g) daje znaczny zysk, wynoszący około 14 dB.

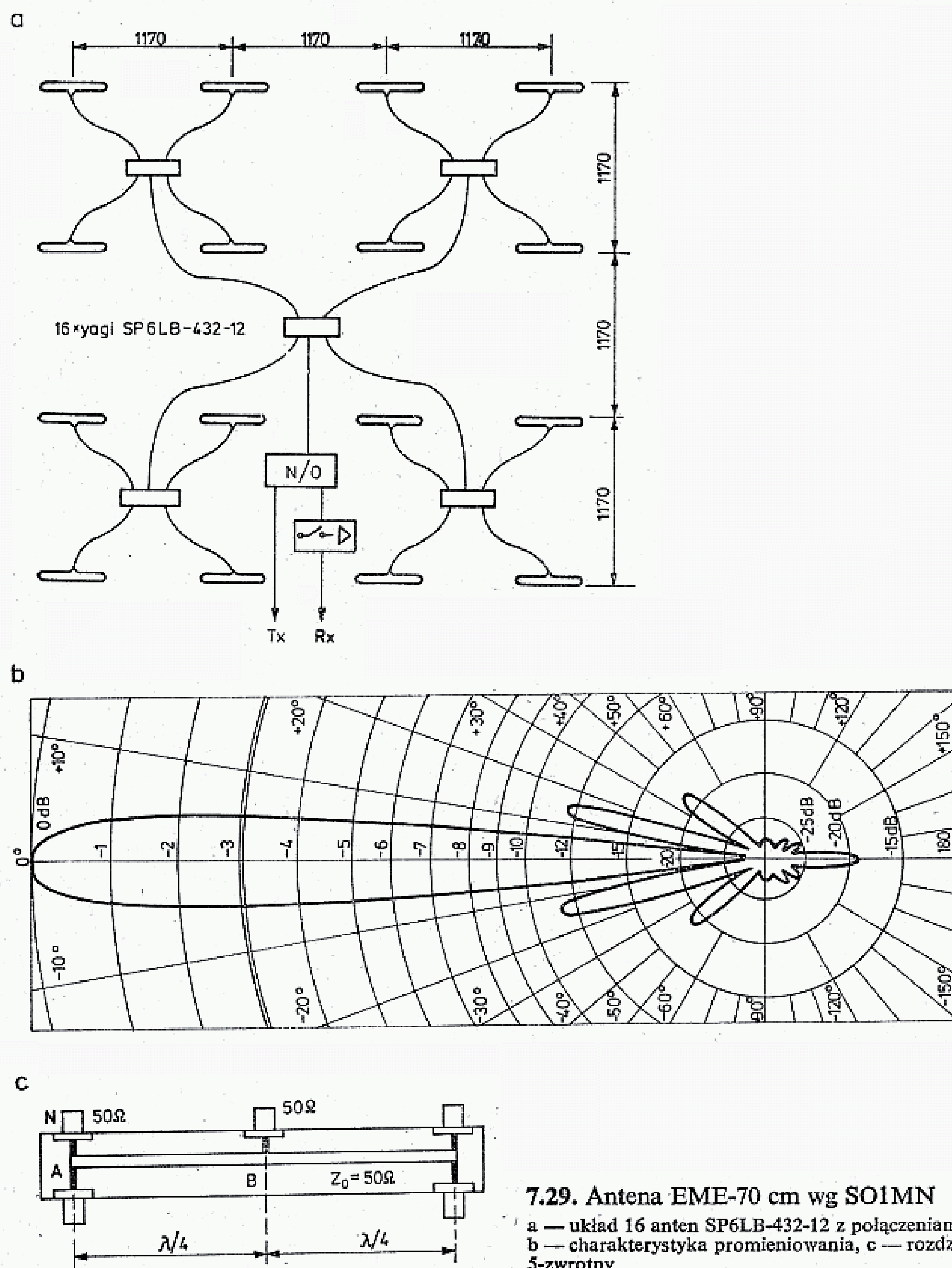
Zaletą anteny hybrydowej DL7KM jest mała długość, a wadą złożoność wibratora i konieczność jego odizolowania od masztu. Zastosowanie masztu i nośników drewnianych lub z PCW znacznie upraszcza zadanie.

Aby umożliwić transport anteny na stanowiska terenowe należy zrobić wibrator składany z kilku części skręcanych śrubami M4. Zmniejsza to jednak jego sprawność i sztywność.

7.5.5 Antena EME — 70 cm wg SO1MN

Antena do łączności przy wykorzystaniu odbicia od powierzchni Księżyca (EME) powinna mieć zysk przekraczający 20 dB (rozdz. 2.4). Można go uzyskać w rozbudowanym układzie antenowym wykonanym przez SO1MN (ex SP1DSU i SM5MN) z udziałem SP1IYC i SP1HKC. Układ składa się z 16 anten SP6LB-432-12 (rys. 7.11), połączonych w cztery grupy po cztery anteny (rys. 7.29a) 12-dipolowe. Antena ma łącznie 192 dipole, zajmuje powierzchnię 3900×3550 mm i jest zamontowana na maszcie obrotowym (360°) w sposób umożliwiający jej nachylenie w kącie elewacji −5° do +45° (+90°). Odczyt położenia anteny jest możliwy z dokładnością do 0,25°. Pomiary układu antenowego w stosunku do jednej anteny dały zysk dodatkowy 12,0 dB, co odpowiada przyrostowi maksymalnemu o +3 dB na każde podwojenie liczby anten. Szerokość wiązki w obu płaszczyznach $\alpha_3 = 9°$, czemu odpowiada zysk (wzór 7.3) $G = 310 \triangleq 24{,}9$ dBd.

Pierwsze listki boczne znajdują się $\pm 10°$ z poziomem -11 dB, następne $\pm 41°$ są bardzo wąskie i mają poziom -17 dB, zaś tylny, także wąski ma -18 dB (rys. 7.29b). Poszczególne anteny są dołączone krótkimi odcinkami kabla RG 213/U 50 Ω o jednakowej długości, odmierzanej wraz ze złączami *N* z dokładnością



7.29. Antena EME-70 cm wg SO1MN
a — układ 16 anten SP6LB-432-12 z połączeniami,
b — charakterystyka promieniowania, c — rozdzielacz 50 Ω, 5-zwrotny

2 mm. Wszelkie niedokładności w tym miejscu zwiększają błąd fazowy, a przez to zmniejszają zysk. Kable z anten są dołączane do rozdzialeczy o impedancji 50 Ω wg SM6CKU (rys 7.29c). Dwa wejścia ze złączami *N* po 50 Ω dają w punkcie *A* impedancję 25 Ω. Jest ona transformowana do punktu *B* linią o długości $\lambda/4$ i impedancji 50 Ω do wartości 100 Ω. Ponieważ do punktu *B* dochodzą dwa takie obwody otrzymuje się na wyjściu *B* ponownie impedancję 50 Ω.

Podobny rozdzielacz pokazano na rys. 7.36. Po krótkim odcinku kabla dołączony jest przełącznik *N/O* o impedancji 50 Ω i tłumieniu 60 dB przy częstotliwości 432 MHz o mocy przenoszonej do 10 kW pep przy częstotliwości 1 GHz. Kabel między przełącznikiem *N/O* i *Tx* jest typu H-100 50 Ω z izolacją powietrzną (spirala teflonowa). W torze odbiorczym zastosowano za przełącznikiem *N/O* przekaźnik izolujący 50 Ω 100 W/1 GHz z izolacją 35 dB i przedwzmacniacz 432 MHz pracujący na tranzystorze GaAs FET.

Ramę nośną anteny wykonano z pionowych rur Ø37/2 niosących 4 grupy anten, zaś odcinki poziome są wykonane z rury Ø30/2,5. Dla wzmocnienia rur pionowych włożono w ich środek dodatkowo rury Ø30/2,5. Już w czasie pierwszych prób anteny uzyskano nasłuchy stacji EME (lipiec, sierpień 1982) YU1AW, K2UYH, zaś szumy Słońca przekraczają 11 dB. Najsilniej przeszkadzają przejeżdżające w pobliżu samochody.

7.6 Anteny z polaryzacją kołową

7.6.1 Wiadomości wstępne

W łącznościach dx-owych CW i SSB zazwyczaj stosuje się anteny z polaryzacją poziomą. Są to anteny o dużym zysku, mocowane na metalowym maszcie, często z mechanizmem obrotowym. Maszt ten, przy polaryzacji poziomej mało wpływa na parametry anteny. Przy polaryzacji poziomej fala odbita od Ziemi może dodawać się z falą bezpośrednią i dawać dodatkowy „zysk położenia", a poza tym przy łącznościach pozahoryzontalnych fala z polaryzacją poziomą po ugięciu ma większe natężenie pola niż fala z polaryzacją pionową.

Polaryzacja pionowa jest stosowana przy łącznościach UKF-FM przez radiotelefony i przekaźniki ze względu na to, iż najczęściej stosowane są tam anteny dookólne, a te przy polaryzacji pionowej są szczególnie proste (rozdz. 7.8). Poza tym anteny urządzeń przenośnych i przewoźnych mają anteny pionowe.

W łącznościach satelitarnych położenie satelity, a więc i jego anteny ciągle ulega zmianie w wyniku jego ruchu wokół własnej osi (Oscar 10 ma 26 obr/min) oraz w wyniku ruchu wokół Ziemi. Dla stacji naziemnej polaryzacja fali wysyłanej przez satelitę ulega ciągłym zmianom, przy czym dwie odległe stacje będą otrzymywały sygnały o różnej polaryzacji [33].

W łącznościach troposferycznych na duże odległości w wyniku odbić od powierzchni nachylonych występuje także skręcenie płaszczyzny polaryzacji, przy czym jest ono na ogół niestabilne, zależne od kierunku propagacji i częstotliwości (większe dla większych częstotliwości). Skręcenie polaryzacji występuje także nawet w przypadku bezpośredniej widoczności anteny. Na przykład autor przy odbiorze radiolatarni SP6VHF w odległości 15 km obserwował skręcenia polaryzacji do 45°.

Skręcenie polaryzacji występuje także przy przejściu fali przez jonosferę i zależy od kierunku propagacji (p. rozdz. 2.3).

Skutecznym sposobem ograniczenia zaników polaryzacyjnych jest stosowanie anten z polaryzacją kołową [1].

Antena z polaryzacją kołową może mieć zwrot polaryzacji prawoskrętny lub lewoskrętny. Jeśli patrzeć wzdłuż anteny nadawczej, tj. w kierunku propagacji i wektor pola obraca się zgodnie ze wskazówkami zegara, to jest to antena z polaryzacją prawoskrętną. Moduł wektora wirującego (jego długość) może ulegać zmianom w zależności od kąta położenia. Otrzymuje się wtedy polaryzację eliptyczną. Jest to najczęściej spotykany przypadek. Polaryzacja kołowa jest przypadkiem szczególnym, gdy długość wektora nie ulega zmianie. Wirujący wektor można rozpatrywać jako wynik dodawania się dwóch wzajemnie prostopadłych wektorów pola zmieniającego się sinusoidalnie i o jednakowych aplitudach. Szczególnym przypadkiem polaryzacji eliptycznej jest polaryzacja liniowa, tj. gdy jeden z wektorów ma wartość równą zeru lub gdy między wektorami nie występuje przesunięcie fazowe.

Przy odbiorze sygnałów spolaryzowanych liniowo anteną z polaryzacją kołową otrzymuje się sygnał słabszy o 3 dB (0,5 stopnia w skali S), lecz zaniki polaryzacyjne nie będą występowały. Przy odbiorze sygnałów emitowanych z polaryzacją kołową o przeciwnym zwrocie straty mocy nie będą występowały, natomiast jeśli dwie anteny mają ten sam zwrot polaryzacji, to sygnał będzie bardzo silnie stłumiony, nawet ponad 20 dB. Podobnie silne tłumienie występuje przy odbiorze za pomocą anteny z polaryzacją poziomą sygnałów przychodzących z polaryzacją pionową.

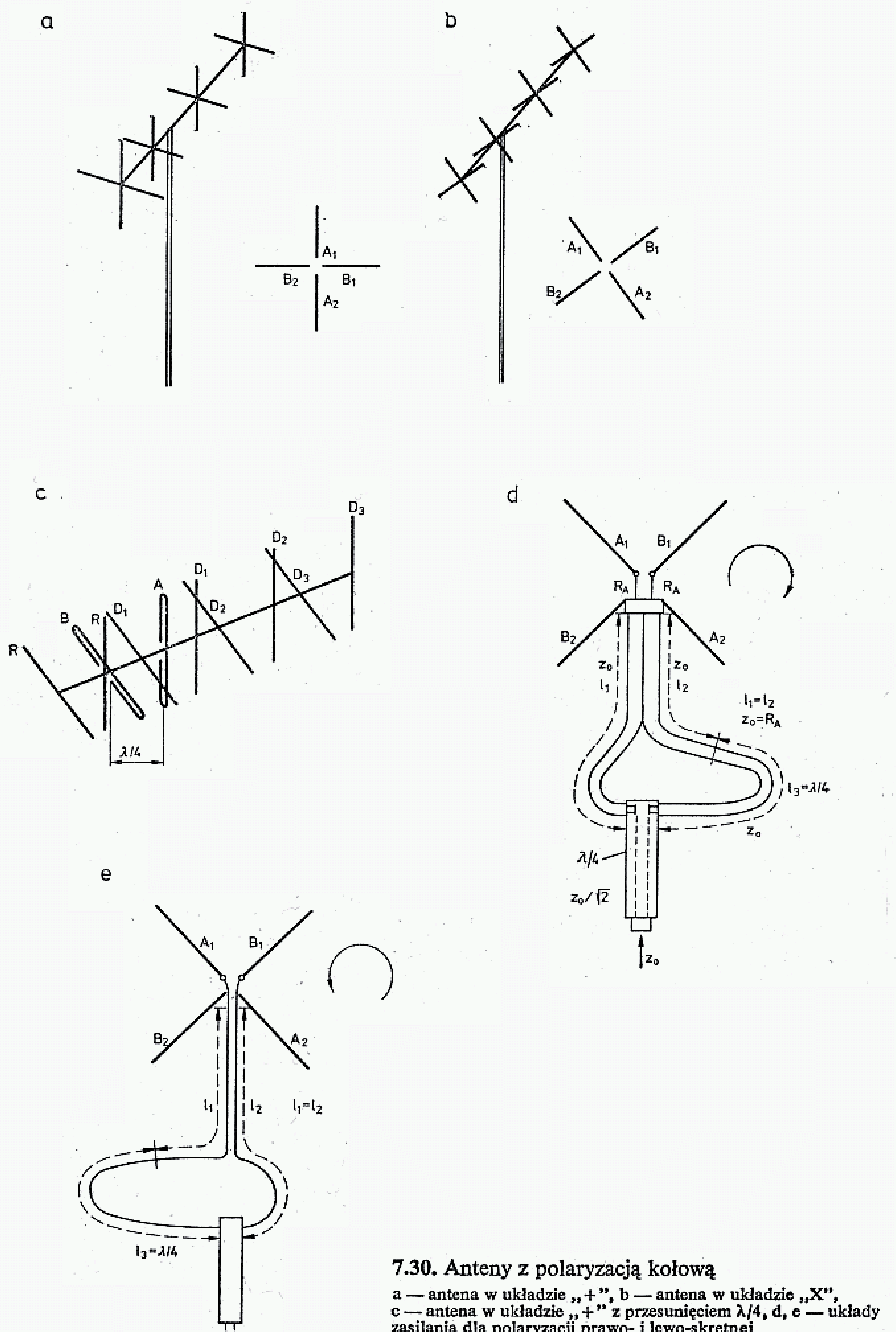
7.6.2 Rodzaje anten z polaryzacją kołową

Stosowane są dwa rodzaje anten z polaryzacją kołową: anteny helikalne [1], nazywane także spiralnymi lub śrubowymi i anteny krzyżowe.

Anteny spiralne mają konstrukcyjnie narzucony zwrot polaryzacji i nie może być on przełączany. Do współpracy dwóch stacji z zastosowaniem polaryzacji kołowej potrzebne są na każdej stronie po dwie anteny: odbiorcze lewoskrętne i nadawcze-prawoskrętne. W łącznościach z odbiciem wstecznym (ang.: *back scatter*), np. EME fala odbita zmienia zwrot polaryzacji i wtedy wystarcza jedna antena prawoskrętna.

Anteny krzyżowe powstają przez nałożenie na jeden nośnik dwóch jednakowych anten A i B, tak by były do siebie prostopadłe. Jednoimienne dipole powinny być mocowane na nośniku wzajemnie prostopadle i możliwie blisko siebie lub też z przesunięciem wzdłuż osi o $\lambda/4$ (rys. 7.30c). W przeciwnym przypadku, wobec konieczności mijania się mocowników na nośniku powstaje błąd fazowy między gałęziami A i B anteny. Przy stosowaniu przesunięcia o $\lambda/4$ można pozbyć się błędu fazowego, lecz antena jest dłuższa o $\lambda/4$. Zaletą układu z przesunięciem jest mniejsze sprzężenie, szczególnie między wibratorami, co korzystnie wpływa na parametry anteny i zmniejsza wpływ jednej gałęzi na drugą. Silnie sprzężenie powoduje zmianę impedancji wejściowej oraz przesłuch między gałęziami anteny, utrudniający uzyskanie czystej polaryzacji liniowej.

Anteny mogą być mocowane na maszcie w układzie pionowo poziomym (kształt znaku plus) i skośnym (kształt litery X — rys. 7.30). W przypadku pierwszego z wymienionych ciąg pionowy jest silnie sprzężony z masztem i jeśli jest on metalowy wprowadza istotne zmiany w polu anteny, skutkiem czego zmienia się impe-



7.30. Anteny z polaryzacją kołową

a — antena w układzie „+", b — antena w układzie „X", c — antena w układzie „+" z przesunięciem λ/4, d, e — układy zasilania dla polaryzacji prawo- i lewo-skrętnej

dancja wejściowa i charakterystyka anteny. Znaczne zaburzenia wywołują także inne pionowo umieszczone maszty, odległe mniej niż dwie długości anteny lub mniej niż 2λ. Z tych powodów przy tego typu montażu należy montować w górnych odcinkach masztu konstrukcje wykonane z rury szklano-epoksydowej. Rury PCW nadają się tylko dla małych anten, gdyż przy większym obciążeniu latem uginają się, a zimą kruszą i pękają. Zaletą takiego montażu jest możliwość bezpośredniej pracy z polaryzacjami pionową i poziomą przy podłączeniu tylko jednego ciągu antenowego.

Wymienione wady i zalety nie występują przy montażu skośnym. Sprzężenie anten z masztem jest znacznie słabsze i jednakowe dla anten. Aby uzyskać jednak polaryzację liniową należy odpowiednio podłączyć jednocześnie obie anteny.

7.6.3 Układy zasilania anten krzyżowych

Anteny krzyżowe mogą mieć połączenia dające następujące rodzaje polaryzacji:
— poziomą — *H*
— pionową — *V*
— prawoskrętną — *R*
— lewoskrętną — *L*
— skośną 45°
— skośną 135°.

Im więcej rodzajów polaryzacji jest wykorzystywane, tym bardziej skomplikowany staje się układ zasilania, który ponadto musi dopasowywać impedancje anten do linii zasilającej przy pracy z pojedynczą anteną i dwiema antenami.

Przełączanie rodzaju polaryzacji może odbywać się za pomocą przełącznika przy radiostacji lub przekaźnikami przy antenie. Pierwszy sposób wymaga doprowadzenia z anten dwóch identycznych kabli o dokładnie takiej samej długości $l \pm 0{,}01\lambda$, lecz jest bardziej operatywny i pozwala na dołączenie przystawki do oscyloskopu dla obserwacji zmian fazy polaryzacji liniowej. Drugi sposób wymaga stosowania hermetycznej puszki przekaźnikowej oraz kabla sterującego co najmniej 5 żyłowego.

Zgodnie z definicją (p. p. 7.6.1.5) polaryzację prawoskrętną uzyskuje się, gdy wektor pola przy pracy nadawczej zajmuje kolejno położenia wg zegara: 0 h, 3 h, 6 h, 12 h itd. Oznacza to, że przy zasilaniu żyłą środkową kabla górnej połówki wibratora prawa połówka wibratora poziomego przy patrzeniu od strony reflektora powinna być zasilana z opóźnieniem o 90°, co uzyskuje się wydłużając kabel zasilający l_3 o $\lambda/4$ (rys. 7.30d). Przy obliczaniu fizycznej długości kabli należy pamiętać o współczynniku skrócenia K (tabl. 7.3.1). Linie l_1 i l_2 powinny mieć impedancję $Z_0 = 50\ \Omega$ lub $75\ \Omega$, dopasowaną do impedancji wejściowej anteny. W miejscu równoległego połączenia obu linii występuje połowa impedancji ($Z_0/2$). Aby umożliwić dalsze zasilanie kablem o tej samej impedancji Z_0 należy w tym miejscu włączyć transformator ćwierćfalowy o impedancji $Z_0/\sqrt{2}$, a więc $53\ \Omega$ lub $35{,}4\ \Omega$. W praktyce można zastosować odcinek kabla o impedancji $50\ \Omega$ lub równoległe odcinki o impedancji $75\ \Omega$ (rys. 7.25), w zależności od impedancji anteny i kabla.

Długości kabla $\lambda/4$ (przesuwnika fazy) i transformatora $\lambda/4$ powinny być ustalane razem ze złączem, co jest szczególnie ważne w pasmie 432 MHz i na dalszych większych częstotliwościach. Dla zmiany zwrotu polaryzacji z prawoskrętnej na lewoskrętną należy dodatkowy odcinek linii l_3 przełączyć z anteny poziomej do anteny pionowej, przy czym dopasowanie nie ulega zmianie.

W antenach z przesunięciem ciągu pionowego do przodu o $\lambda/4$ (rys. 7.30c) oba odcinki linii mają jednakową długość, tj.: $l_1 = l_2$, a dodatkowy odcinek l_3 jest zbędny. W ten sposób otrzymuje się polaryzację prawoskrętną. Aby otrzymać polaryzację lewoskrętną należy do linii l_2 dołączyć odcinek l_4 o długości $\lambda/2$ lub zmienić miejscami dołączenie żyły środkowej i ekranu. Dopasowanie układów nie ulega zmianie. Opisane układy nadają się dla anten obu typów montażu.

W przypadku anten zmontowanych w kształcie znaku plus dla uzyskania polaryzacji poziomej lub pionowej wystarczy zasilać odpowiednią gałąź anteny z pominięciem transformatora $\lambda/4$.

W antenach zmontowanych skośnie bez wyprzedzenia dla uzyskania polaryzacji pionowej (V) należy zasilać jednocześnie obie gałęzie A_1 i B_1 w fazie zgodnej, a więc za pomocą układu jak na rys. 7.30c, lecz bez odcinków l_3. Aby uzyskać polaryzację poziomą (H) należy do jednej z gałęzi (l_1 lub l_2) włączyć odcinek $l_4 = \lambda/2$. W obu przypadkach potrzebny jest transformator dopasowujący $\lambda/4$. Przy antenach „X" z przesunięciem, polaryzację pionową uzyskuje się włączając do gałęzi A_1 do linii l_1 odcinek $l_3 = \lambda/4$, zaś poziomą właczając go w gałąź B_1 (l_2).

Polaryzacja skośna 45° i 135°

W antenach skonstruowanych w kształcie znaku plus bez przesunięcia polaryzację skośną 45° uzyskuje się przy jednoczesnym zasilaniu obu gałęzi A_1 i B_1 w fazie zgodnej, zaś kąt 135° przy fazie odwróconej (przełączono żyła środkowa i ekran jednego z kabli lub dołączony odcinek $l_4 = \lambda/2$).

W antenach z przesunięciem należy włączyć odcinek $l_3 = \lambda/4$ do jednej albo drugiej gałęzi.

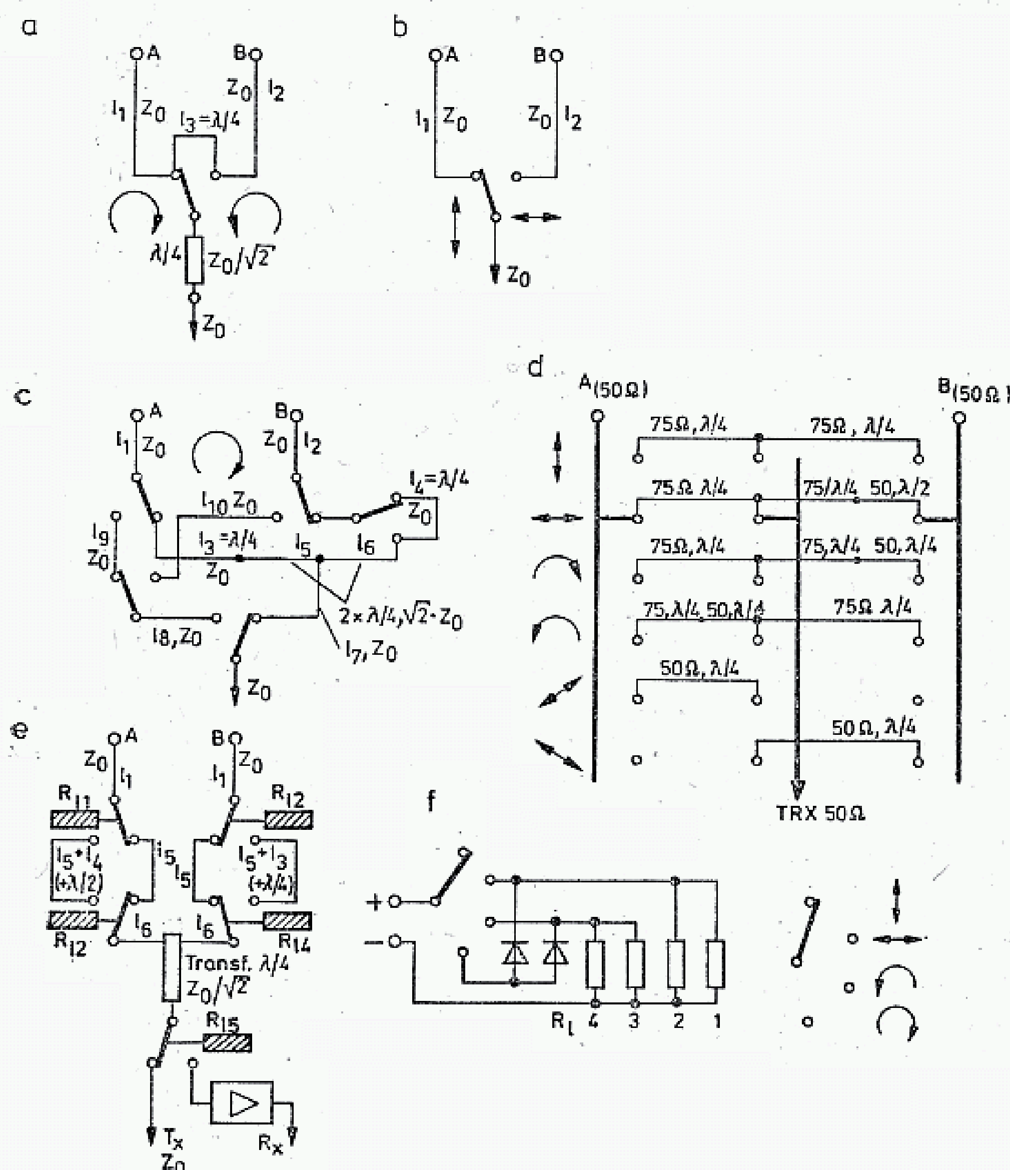
W antenach w kształcie litery X polaryzację skośną uzyskuje się przy zasilaniu tylko jednej gałęzi i z pominięciem transformatora.

We wszystkich podanych przypadkach polaryzacji kołowej, jeśli amplitudy sygnałów w obu gałęziach są różne lub gdy odcinki linii opóźniających są różne od $\lambda/4$ ($\lambda/2$) lub gdy przesunięcie ciągów anten jest różne od $\lambda/4$, to zamiast polaryzacji liniowej lub kołowej uzyskuje się polaryzację eliptyczną. Gdy różnice te są niewielkie, to zaniki polaryzacyjne są niewyczuwalne. Oznacza to jednak, że polaryzację dokładnie kołową uzyskuje się tylko dla jednej częstotliwości i dla kierunku wzdłuż osi głównej anteny krzyżowej. Polaryzację eliptyczną opisuje się podając stosunek osi dużej do małej w elipsie, czasami jest on wyrażany w dB.

7.6.4 Układy przełączania polaryzacji

Na podstawie informacji z poprzedniego punktu można zaprojektować kilka układów przełączania polaryzacji. Tutaj podano układy podstawowe, które można adaptować do różnych sytuacji.

Układ pokazany na rys. 7.31a umożliwia wybieranie w antenach typu plus i X bez przesunięcia polaryzacji lewoskrętnej lub prawoskrętnej. Linie l_1 i l_2 o impedancji Z_0 są jednakowej długości, linia l_3 (Z_0) ma długość $\lambda/4$. Kabel zasilający



7.31. Układy zasilania anten krzyżowych bez przesunięcia

a — antena „X" lub „+" — zmiana zwrotu polaryzacji kołowej, b — antena „+" — przełączanie polaryzacji pozioma/pionowa, c — antena „+" polaryzacje: pozioma-pionowa, lewo- i prawo-skrętna, d — anteny X — 6 rodzajów polaryzacji zmienianych przełącznikiem 3 warstwowym, e, f — antena X przełączana przekaźnikami i układ sterowania

(Z_0) dowolnie długi jest dołączany przez transformator dopasowujący $\lambda/4$ o impedancji $Z_0/\sqrt{2}$. Za pomocą układu z rys. 7.31b można wybierać w antenie typu plus polaryzację poziomą lub pionową, bez potrzeby stosowania transformatora. Układ 7.31c jest stosowany w antenach typu plus. Zastosowano w nim 5 przełączników współosiowych. Anteny z wejściem R_0 są zasilane dwoma jednakowymi odcinkami l_1 i l_2 o impedancji Z_0. Odcinki linii l_7, l_8, l_9 i l_{10} o impednacji Z_0 mają długość dowolną. Odcinek l_3 (Z_0) ma długość $\lambda/4$. Odcinki l_5 i l_6 mają impedancję $\sqrt{2}\cdot Z_0$ i długości po $\lambda/4$. Odcinek l_4 (Z_0) ma długość $\lambda/2$ (p. p. 7.6.3).

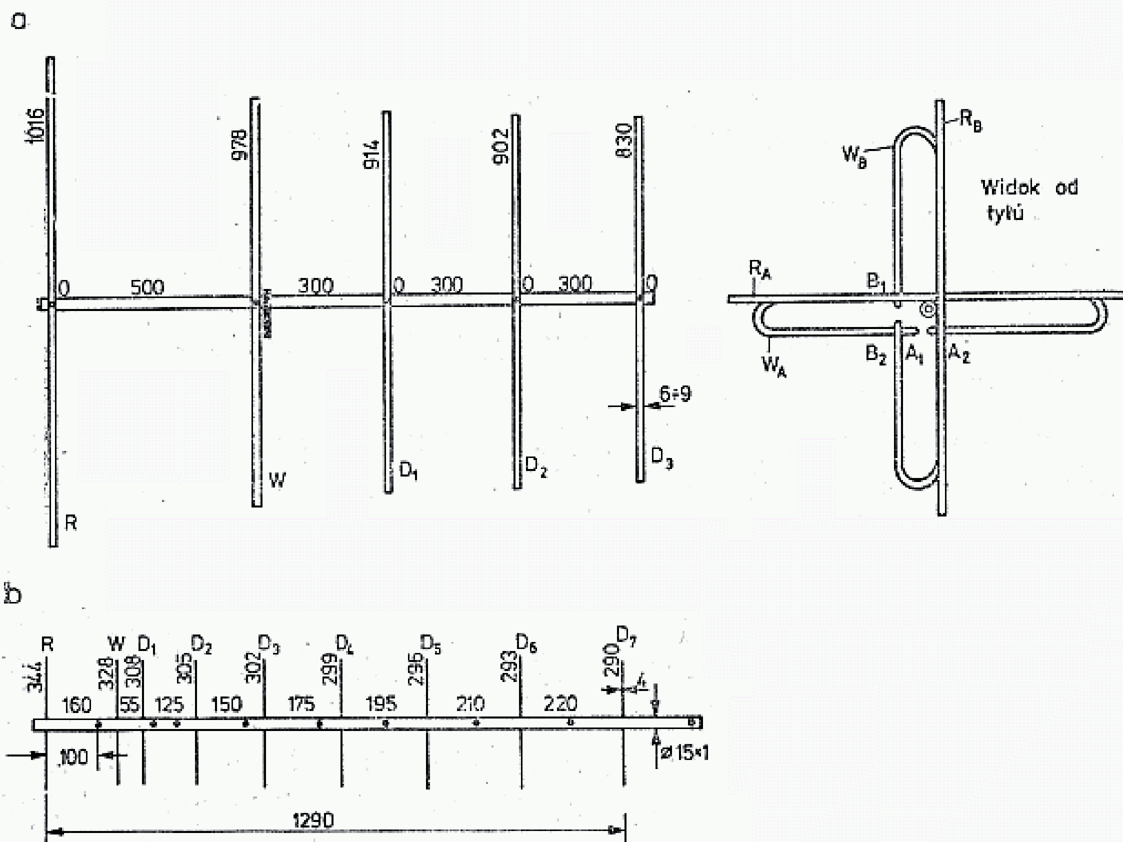
Układ pokazany na rys. 7.31d jest przewidziany do zainstalowania na stacji i składa się z trójpłytkowego przełącznika obrotowego 6-pozycyjnego (ceramicznego) i odpowiedniej wiązki kabli. Przełącznik taki jest wystarczająco dobry w pasmie 144 MHz, lecz w pasmie 432 MHz jego indukcyjności wprowadzają zbyt duże błędy

fazowe oraz są źródłem odbić. Przy montażu wszystkie ekrany łączy się do wspólnego punktu masy, z którym połączona jest blacha ekranująca przełącznik. Dołączenia do przełącznika powinny być krótkie, a w liniach $\lambda/4$ i $\lambda/2$ należy uwzględniać współczynniki skrócenia oraz długość drogi prądu w przełączniku.

Na rysunku 7.31e pokazano najbardziej operatywny układ oparty na 5 przekaźnikach współosiowych [21] sterowanych w prosty sposób przy radiostacji za pomocą 6 przewodów, wliczając w to zasilanie przedwzmacniacza i przełącznika *N/O*. Układ jest przewidziany dla anteny typu X bez przesunięcia, lecz może być także zastosowany dla anteny w układzie znaku plus, lecz zmienią się położenia przełączników. Linie $l_1 = l_2$ oraz l_5 i l_6 mają impedancje Z_0 i są dowolnej długości, linia $l_4(Z_0)$ ma długość $\lambda/2$, linia $l_3(Z_0)$ długość $\lambda/4$, zaś transformator ćwierćfalowy ma impedancję $Z_0/\sqrt{2}$.

7.6.5 Przykłady anten krzyżowych

Na rysunkach 7.32a i b pokazano prostą antenę krzyżową o długości 1,4 m dla pasma 144 MHz w układzie X z wejściem 300 Ω, zasilaną przez symetryzator półfalowy, przewidzianą dla łączności przez satelity. Antenę można zasilać układem



7.32. Anteny krzyżowe
a — wg DJØBQ 20 dla pasma 144 MHz, b — wg DJ1SL dla pasma 432 MHz

z rys. 7.31 przyjmując $Z_0 = 75\ \Omega$ i transformator z impedancją 50 Ω. Zysk anteny wynosi około 8 dB przy polaryzacji kołowej i 5 dB przy liniowej. Szeroka wiązka promieniowania ułatwia śledzenie satelity.

Na rysunku 7.32b pokazano optymalną 9-elementową antenę dla pasma 432 MHz o długości 1,9 λ i zysku wynoszącym około 11 dBd. Wibrator pętlowy

anteny jest wykonany z rurki Ø 3 z rozstępem między prętami 10 mm i odległością między końcami 10 mm. Impedancja anteny zależy od długości wibratora i pętli $\lambda/2$ transformującej. Obszerne badania na ten temat zrobił DJ1SL [9] stwierdzając, co było zaskoczeniem, że wydłużając wibrator z 320 mm do 340 mm zwiększał częstotliwość, przy której występuje najmniejszy współczynnik *WFS* z 432 MHz do 435 MHz przy pętli symetryzatora o długości 215 mm ($K = 0{,}66$). Natomiast wydłużenie tej pętli od 215 do 240 mm przy wibratorze 328 mm powoduje przesunięcie częstotliwości WFS_{min} od 434 MHz do 429 MHz. Antenę zasila się kablem o impedancji 50÷75 Ω, przy czym dopasowanie anteny do kabla przeprowadza się przez zmianę długości wibratora i pętli półfalowej, a nie zmieniając położenia dipoli. Zmiana dopasowania uzyskiwana w ten sposób nie wpływa na charakterystykę promieniowania, a korekta dopasowania przez zmianę położenia D_1 i ewentualnie R wpływa zazwyczaj niekorzystnie na charakterystykę [10]. DJ1SL po skrzyżowaniu obu anten na jednym nośniku stwierdził ich bardzo silne wzajemne oddziaływanie i dlatego przesunął je wzajemnie o 100 mm, co stanowi $0{,}144\ \lambda = 52°$, przy tym przesunięciu można stosować podane na rys. 7.31 układy zasilania i przełączania polaryzacji, jeśli do linii l_3 i l_4 doda się odcinki o długości $0{,}144\ \lambda$. W przypadku zastosowania optymalnego przesunięcia $0{,}25\ \lambda$ długości l_3 i l_4 zwiększa się o $0{,}25\lambda$, czyli $l_3 = \lambda/2$, zaś $l_4 = 3/4\lambda$.

7.7 Anteny dla pasma 1296 MHz

Pasmo 1296 MHz jest praktycznie granicą stosowania anten dipolowych, gdyż już dla tego pasma wymiary elementów są bardzo małe, a ich rozmieszczenie i długości muszą być dotrzymane z dokładnością do 0,2 mm. Przy takich założeniach można wykonać każdą z anten podanych w tablicy 7.1.1. i będzie ona miała oczekiwane właściwości, jednak w praktyce wykonuje się anteny z elementów grubszych.

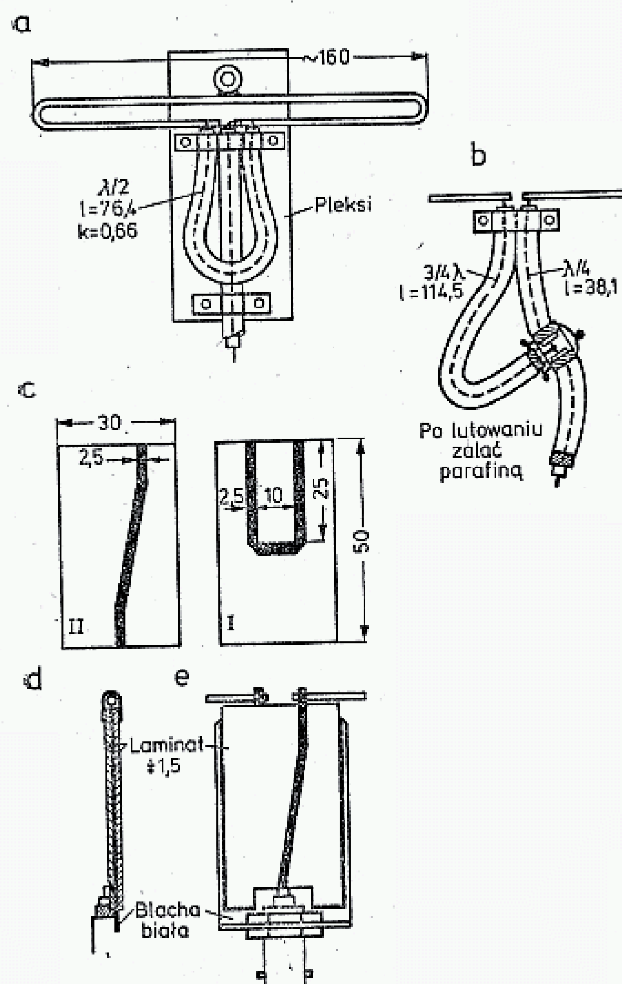
W pasmie 1296 MHz często stosowane są anteny helikalne oraz aperturowe typu backfire, kątowe, paraboloidalne.

7.7.1 Zasilanie anten dipolowych w pasmie 1296 MHz

Wiele rodzajów anten wymaga stosowania symetryzatora transformującego półfalowego (balun). Jego prawidłowe powtarzalne wykonanie jest w tym pasmie znacznie trudniejsze, gdyż sposób dołączenia kabla silnie wpływa na dodatkową reaktancję i transformację, a tym samym na WFS w linii zasilającej (rys. 7.33a). Dla ułatwienia pętlę półfalową można wykonać z kabla cieńszego o impedancji falowej dowolnej, tj. 50 Ω lub 75 Ω, gdyż w praktyce nie wpływa to na sprawność anteny. Długość pętli, mierzonej na kablu wyprostowanym przez $K = 0{,}66$ wynosi 76,4 mm.

Można także pętlę przenieść o $\lambda/4$ niżej (rys. 7.33b), co ułatwia montaż, gdyż do wibratora doprowadzone są dwa, a nie trzy przewody. Ponadto przedłużające odcinki ćwierćfalowe mogą być wykonane z kabla o innej impedancji i tym samym być źródłem dodatkowej transformacji.

Miejsca łączenia przewodów powinny być jak najkrótsze. Można do tego wykorzystać pomocniczą płytkę z laminatu. Całość należy po wykonaniu ochronić przed dostępem wilgoci, np. zalewając parafiną. Bardzo dobry symetryzator można wykonać w postaci linii paskowej $\lambda/2$ na laminacie szklano-epoksydowym dwustronnym ($\varepsilon = 5$) o grubości 1,5 mm (rys. 7.33c). Wykonuje się go wraz z linią



7.33. Symetryzatory dla pasma 1296 MHz
a — konwencjonalny układ z pętlą $\lambda/2$, b — układ z pętlą $3/4\lambda$, c — symetryzator na linii paskowej, d — sposób składania płytek i dołączenia wibratora i kabla, e — dołączenie gniazda BNC

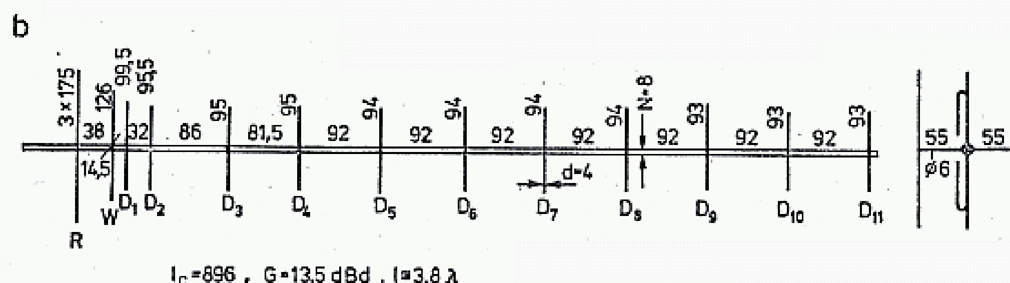
zasilającą na dwóch płytkach, których masy są do siebie zwrócone i sklejone klejem epoksydowym lub zlutowane za pomocą wkładki z białej blachy o grubości $0{,}2 \div \div 0{,}5$ mm. Jeśli płytki są pobielane i pokryte topnikiem, to po złożeniu podgrzewa się na krawędzi wkładkę blaszaną lutownicą większej mocy, co spowoduje jej jednoczesne przylutowanie do obu płytek. Układ ten ułatwia zamocowanie gniazda BNC lub przylutowanie kabla (rys. 7.33d i e). Wymiary linii odpowiadają impedancji 50 Ω. Przy innych impedancjach lub innym materiale należy skorzystać z informacji zawartych w rozdz. 3.5.4.

7.7.2 Przykłady anten dipolowych 1296 MHz

Prosta sntena wg DJ5XA

Pokazana na rys. 7.34a 4-elementowa antena wg DJ5XA ma zysk $G = 6$ dBd. Zastosowano w niej symetryzator z rys. 7.33c, w którym płytka I z pętlą jest skrócona do 35 mm, a gniazdo BNC jest umieszczone prostopadle do obu płytek. Gniazdo to jest przylutowane do masy płytki II, a styk wewnętrzny jest przylutowany z dru-

giej strony, do linii paskowej. Mały wspornik z blachy, przylutowany do obudowy gniazda BNC i do nośnika, usztywnia cały układ. Nośnikiem jest rurka mosiężna Ø 7, dipole mają średnicę $d = 2,3$ mm, są przepuszczone przez otwory w nośniku i są do niego przylutowane. Charakterystykę dopasowania przy zasilaniu kablem



7.34. Anteny dipolowe
a — wg DJ5XA z zyskiem 6 dBd, b — wg DL3WR z zyskiem 13,5 dBd

50 Ω pokazano na rys. 7.34b. Antena ta jest stosowana jako antena pomocnicza przy strojeniu dużych anten, względnie przy kontroli urządzeń nadawczo-odbiorczych.

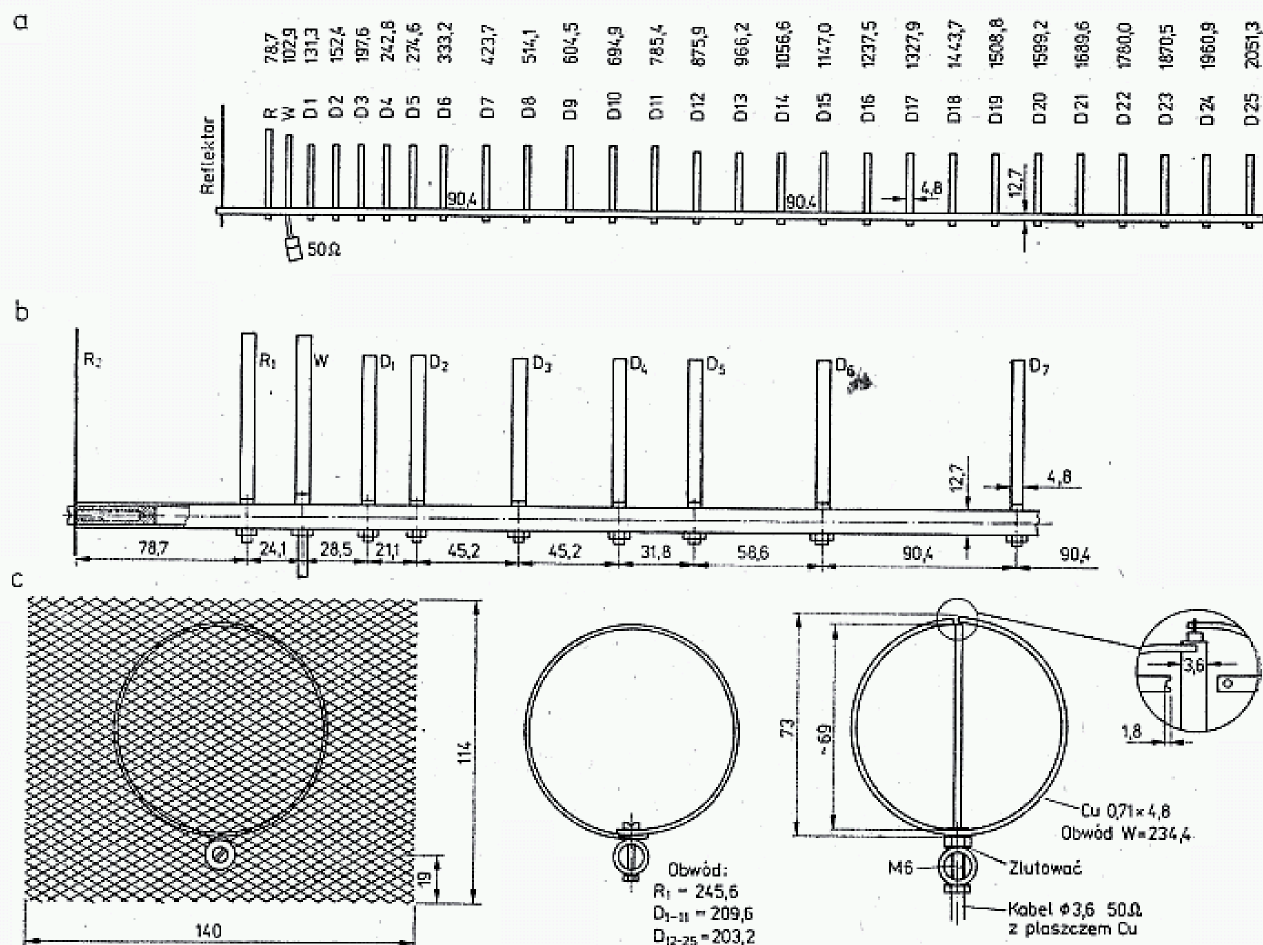
Długa antena typu Yagi wg DL3WR [24]

Antena ta (rys. 7.34b), o długości 3,9 λ daje zysk około 13,5 dBd przy $\alpha_E = 33°$ i $\alpha_H = 34°$, $F/B = 22$ dB, $S_e = S_H = 385$ mm. *WFS* przy zasilaniu 240/60 Ω wynosi 1,2÷1,5. Jest to więc pełnowartościowa długa antena typu Yagi, choć jej długość wynosi zaledwie 900 mm.

Oryginalna antena jest wykonana z rurek i prętów stalowych, co zwiększa jej odporność w czasie transportu w góry. Całość po wykonaniu jest miedziowana. W wibratorze z drutu miedzianego o $d = 4$ mm pętlowy z prześwitem 23 mm odległość między końcami wynosi 2,5 mm. Jest on mocowany do nośnika śrubą M3. Symetryzator pokazany na rys. 7.33a jest zmontowany na płytce pleksi, umieszczony skośnie pod anteną i zamknięty w hermetycznej obudowie. Antena jest mocowana do masztu za część wystającą poza reflektor. Anteny te można zestawiać w układy w sposób opisany w rozdziale 7.4. Autor stosował układ dwóch takich anten oddalonych w poziomie o 9/4 λ, przy czym jedna z nich była na stałe połączona z konwerterem, druga zaś z potrajaczem pracującym na diodzie BAY96. Przy tej odległości sprzężenie między antenami jest już dostatecznie słabe.

Antena typu Loop-Yagi wg G3JVL

Zastosowanie w antenie dipoli całofalowych zwiniętych w pierścień zamiast dipoli półfalowych pozwala na uzyskanie w antenach większego zysku. Antena opracowana przez G3JVL, której ostatnią zmodyfikowaną wersję pokazano na rys. 7.35a [26] zawiera człon wzbudzający, złożony z podwójnego reflektora, wibrator i 6 direktorów (rys. 7.35b), po którym następuje ciąg równoodległych (o 90,4 mm) direktorów pierścieniowych. Stosuje się łącznie 25 lub 36 direktorów, przy czym dodanie 11 direktorów daje dodatkowy zysk około 1,7 dB.



7.35. Antena pierścieniowa G3JVL

a — wymiary anteny, b — człon wzbudzający, c — drugi reflektor siatkowy, reflektor i direktory oraz wibrator

Zysk anteny podawany w różnych źródłach jest nieudokumentowany pomiarami i często przesadzony. Jedyną pewną wartość uzyskano w Ababoda [7] gdzie mierzono 27-elementowe anteny o długości 8,6 λ wykonane przez SM5CIY. Wartość średnia dla czterech anten wynosiła: zysk przy obciążeniu 50 Ω, G_{50} = 15,7 dBd przy *WFS* = 1,3; przy optymalnym dopasowaniu uzyskano G_a = 15,8 dBd. Dla podobnej anteny, wykonanej przez SM3EQY (26-elementowa o długości 8,3 λ) z grubszymi elementami, wg starszej dokumentacji, uzyskano G_{50} = 13,0 dBd, G_a = 13,2 dBd i *WFS* = 1,7.

Sposób budowy tej anteny jest bardzo ważny. Jej wymiary muszą być starannie dotrzymane. Wibrator jest wykonany z taśmy miedzianej, pozostałe elementy z taśmy aluminiowej dla zmniejszenia ciężaru. W miejscu zamykania pierścienia aluminiowego wykonane są dwa otwory, przez które przechodzi śruba M3 mocująca

pierścień do okrągłego nośnika o średnica 12,7 mm. Miejsce styku pierścienia powinno być oczyszczone, a po złożeniu chronione lakierem przed utlenianiem się aluminium, gdyż każdy wzrost strat powoduje obniżenie zysku anteny.

Za normalnie spotykanym reflektorem, tutaj pierścieniowym, umieszczony jest drugi reflektor w postaci siatki aluminiowej 140×114 (rys. 7.35c). Można tu zastosować także siatkę miedzianą lub mosiężną. Direktory muszą mieć bardzo dokładnie dotrzymaną długość obwodu. Dlatego też otwory mocujące wierci się w wyprostowanej i wytrasowanej taśmie w odległościach: $R = 245{,}6$ mm, $D_{1-11} = 209{,}6$ mm, $D_{12-25} = 203{,}2$ mm, z tym że w antenie 36-direktorowej direktory D_{19-36} mają otwory w odległości 195,6 mm. Najtrudniejszy do wykonania jest wibrator. Taśma miedziana o wymiarach 0,7×4,8, zwinięta ma obwód 234,4 mm. Na jednym końcu taśmy zrobione jest wcięcie na dolutowanie do ekranu kabla, na drugim otwór dla dolutowania do żyły środkowej. Zastosowano tu kabel półsztywny (ang.: *semirigid*) teflonowy 50 Ω z powłoką jednolitą z miedzi o średnicy 3,6 mm. Kabel ten w dolnej części wibratora przechodzi przez otwór, gdzie jest dolutowany do wibratora, a następnie przez śrubę M6, w której wywiercono otwór wzdłuż osi. Główka śruby o wysokości 3,2 mm jest dolutowana do pierścienia wibratora. Śruba M6 wraz z kablem przechodzi przez nośnik 12,7 mm i jest mocowana nakrętką.

Elementy na nośniku muszą być mocowane w dokładnie określonych miejscach. Dla uniknięcia narastającego błędu odległości podane są w dwóch zapisach: między elementami oraz odległości narastającej, zaczynając od dodatkowego reflektora.

W przypadku stosowania materiału o innych wymiarach należy zmienić długości obwodów elementów bez zmiany ich położenia. Wartość procentowej zmiany długości obwodu liczy się jako sumę poprawek spowodowanych zmianą średnicy N nośnika, grubości taśmy g i jej szerokości w, odczytanych z tablicy 7.6.1.

Tablica 7.6.1

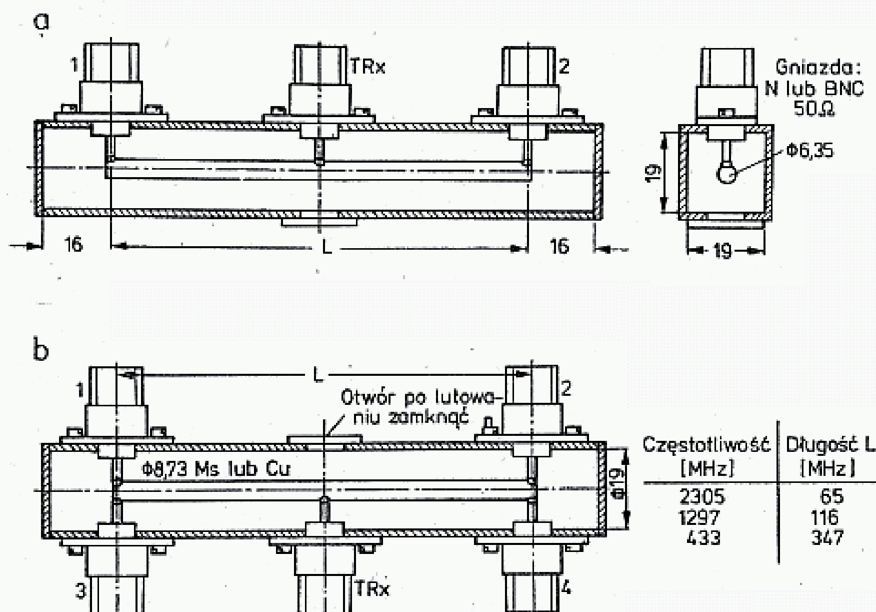
Współczynniki korekcyjne w procentach długości obwodu dipola anteny G3JVL dla kompensacji zmian grubości, i szerokości taśmy oraz średnicy nośnika [mm]

Grubość	*K* [%]	Szerokość	*K* [%]	Średnica nośnika	*K* [%]
0,71	0	2,54	+0,4	0	−0,7
1,60	+0,6	4,8	0	12,7	0
Interpolacja		6,4	−0,3	19	+0,9
liniowa		9,5	−0,95	25,4	+2,1

Przykład: Nośnik ma wymiar N = 19 mm (+0,9%), taśma 6,35×1,6 mm (−0,3% i +0,6%), stąd poprawka wynosi 0,9−0,3+0,6 = 1,2%. Wszystkie elementy należy wydłużyć więc o 1,2%.

Przy składaniu anten w układy odległość między antenami powinna wynosić 470÷600 mm. Antena jest mocowana za drugim reflektorem. Ugięcie się nośnika ujemnie wpływa na zysk anteny, szczególnie w przypadku układu czterech anten.

Na rysunku 7.36 pokazano przykład łącznika — rozdzielacza dla dwóch i czterech anten. Przy dwóch antenach z impedancją 50 Ω oba kable o dokładnie takiej samej długości i impedancji 50 Ω są dołączone do wrót 1 i 2, a środkowe służy do połączenia także kabla 50 Ω z urządzeniem nadawczo-odbiorczym, przy czym długość kabla jest dowolna. Warunkiem prawidłowej pracy rozdzielacza jest tran-



Częstotliwość [MHz]	Długość L [MHz]
2305	65
1297	116
433	347

7.36. Rozdzielacz dla układu anten 50 Ω

a — dla dwóch anten, b — dla cterech anten. Wymiary mogą być zmienione pod warunkiem dotrzymania impedancji falowych

sformowanie impedancji 50 Ω na 100 Ω, tak by dwa równoległe obciążenia dały ponownie 50 Ω. Impedancja transformatora $\lambda/4$ musi wynosić $\sqrt{2}\,50 = 70{,}7$ Ω. Podane wymiary linii wewnętrznej i obudowy spełniają ten warunek.

W przypadku stosowania linii środkowej o innej średnicy do przeliczenia można posłużyć się informacjami z rozdziału 3.6. W przypadku układu czterech anten stosuje się rozdzielacz z rys. 7.36b. Dwa wrota (*1* i *3*) dają 25 Ω, co musi być transformowane na 100 Ω, a więc mieć $\sqrt{25 \cdot 100} = 50$ Ω. Przy wykonywaniu rozdzielaczy należy zwracać szczególną uwagę na ich symetrię i szczelność dla pola elektromagnetycznego, gdyż ma ono dużą wartość, a wszelkie straty w efekcie obniżają zysk anteny.

Anteny Quagi wg N6NB

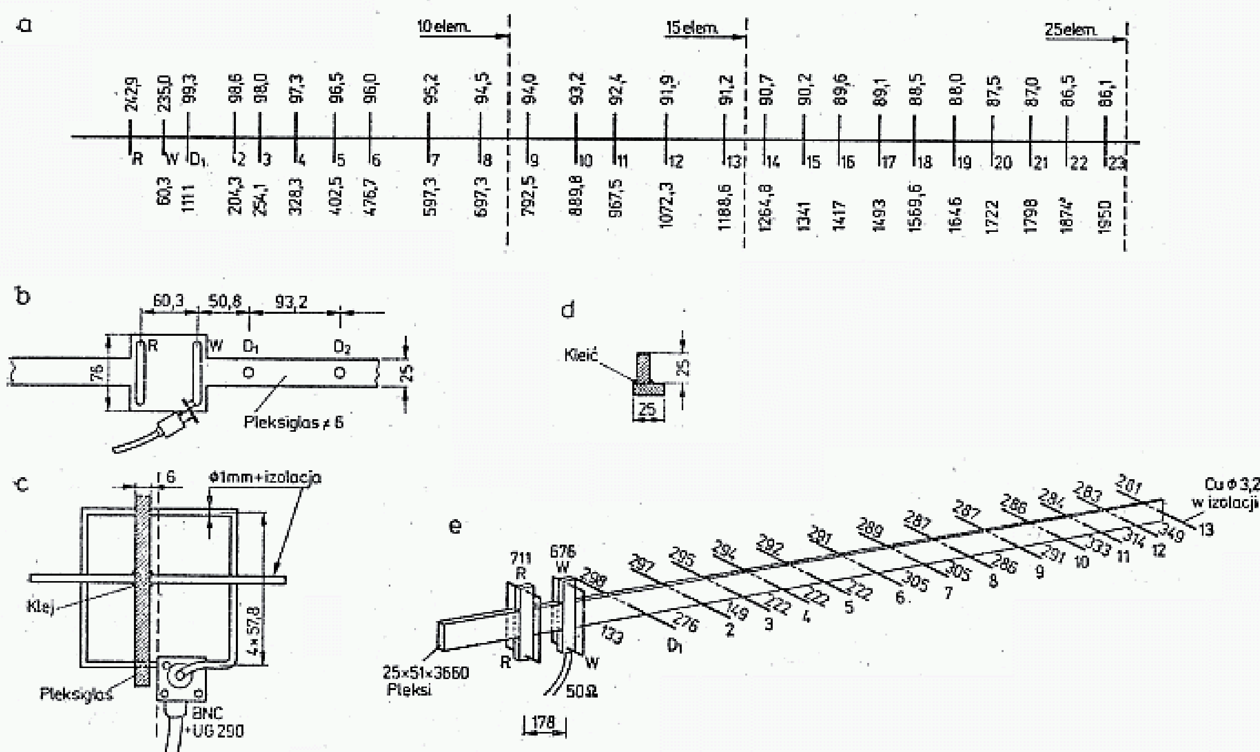
Anteny pierścieniowe (Loop-Yagi) wg G3JVL wyróżniają się większym zyskiem niż anteny tej samej długości z dipolami prostymi półfalowymi. Dalsze badania wykazały, że decyduje o tym kształt wibratora i reflektora i że zastosowanie direktorów prostych niewiele zmniejsza zysk anteny, a ułatwia jej wykonanie. Anteny pierścieniowe są bardzo wrażliwe nawet na małe odchylenia od wymiarów, stąd ich reprodukcyjność jest mała. Wiele wykonanych duplikatów nie uzyskało takich parametrów jak antena oryginalna.

Anteny Quagi, będące hybrydem anten pierścieniowych i prętowych mają konstrukcję znacznie łatwiejszą, a tym samym bardziej nadają się do reprodukcji. Anteny Quagi dla pasma 2 m są opisane przez N6NB w QST 4/1977. Dalej podano opis anteny Quagi dla pasma 1296 MHz wg N6NB [27].

Antena ma nośnik ze szkła organicznego (pleksi) o grubości 6 mm, szerokości 76 mm pod reflektor i wibrator oraz o szerokości 25 mm pod direktory (rys. 7.37b). Podstawowa antena ma długość 3,3 λ = 762 mm i zawiera 10 elementów. Jej dłuższa wersja ma 5,3 λ = 1219 mm i 15 elementów, a najdłuższa 9 λ = 2100 mm i 25 elementów. Na konferencji VHF West Coast w Sunnyvale, Kalifornia w 1981 r. pomierzono zyski tych anten i uzyskano: dla anteny 15-elementowej 14 dBd, dla anteny 10-elementowej 13,5 dBd. Anteny 25-elementowa jest porównywalna z 28-elementową anteną pierścieniową G3JVL.

Reflektor i wibrator o kształcie kwadratu są wykonane z drutu miedzianego o średnicy d = 1 mm izolowanego PCW lub polietylenem. Krytyczna jest długość obwodu tych pętli i należy ją dotrzymywać z dokładnością do 1 mm. Końce pętli reflektora są zlutowane na zakładkę 3 mm. Jeden koniec wibratora dolutowany jest do środka gniazda BNC, drugi jest przepuszczony przez otwór montażowy gniazda. Długość tego przewodu dobiera się kontrolując WFS na częstotliwości 1296 MHz. Na długość pętli a więc i tego końca wpływa rodzaj i sposób montażu złącza. W oryginale zastosowano gniazdo BNC z kołnierzem kwadratowym oraz wtyk UG290. Po dopasowaniu wibratora koniec przewodu dolutowuje się do części zewnętrznej złącza.

Direktory, tak jak wibrator i reflektor, są wykonane z drutu Ø 1 mm w izolacji. Przy zmianie średnicy drutu lub zdjęciu izolacji konieczne jest skorygowanie długości. Direktory są przepuszczane przez nośnik ze szkła organicznego i umieszczone asymetrycznie, tak by oś symetrii znajdowała się w osi wibratora, który ze względu na dołączone złącze jest zamontowany także z przesunięciem. Elementy umacniane są klejem. Najdłuższy nośnik, 2,1 m jest złożony z dwóch listew, sklejonych tak jak pokazano na rys. 7.37d. Szkło organiczne klei się chloroformem.



7.37. Anteny Quagi wg N6NB o dużym zysku

a — antena 10-, 15-, 25-elementowa dla pasma 1296 MHz, b — węzeł zasilania, c — sposób zasilania wibratora, d — profil nośnika dla anteny 25-elementowej, e — szkic anteny dla pasma 432 MHz

Nośniki mocowane są do masztu poza reflektorem. Na rysunku 7.37 podano położenie elementów w narastającej odległości od reflektora. Direktory wykonuje się obcinając najpierw odcinki drutu 100 mm, a następnie ostrożnie skraca, a ostateczny wymiar nadaje się dopiłowując końce. Wykonywanie zaczyna się od najdłuższych direktorów.

Antena zasilana jest kablem 50 Ω (RG8/U). Anteny można kojarzyć w układy dwóch lub czterech anten. Odległość anten $S_E = S_H = 500 \div 600$ mm. Anteny zasila się przez rozdzielacze pokazane na rys. 7.36.

Zastosowanie nośnika z pręta szklano-epoksydowego zamiast szkła organicznego wymaga zmiany wymiarów dipoli, a antena traci trochę na zysku.

Podobna antena 15-elementowa dla pasma 432 MHz z nośnikiem $25 \times 51 \times \times 3660$ ma dipole z drutu o średnicy $d = 3{,}2$ i jest zasilana kablem 50 Ω. Wymiary anteny wg N6NB pokazano na rys. 7.37e.

7.8 Anteny dookólne FM

7.8.1 Wprowadzenie

W sieciach radiowych UKF FM łączności przeprowadzane są bardzo często jednocześnie w wielu kierunkach. Potrzebne są do tego anteny z charakterystyką dookólną. Można tu stosować anteny z polaryzacją poziomą i pionową. Anteny dookólne z polaryzacją poziomą mają złożoną konstrukcję [1], niekorzystną charakterystykę promieniowania, gdyż, w zależności od wysokości anteny od Ziemi, powstaje wiele listków znacznie uniesionych nad horyzontem, a listek najbliższy Ziemi jest silnie stłumiony. Znacznie lepiej przedstawia się sytuacja z antenami pionowymi. Ich budowa jest bardzo prosta, listek główny jest mało uniesiony i w mniejszym stopniu tłumiony oddziaływaniem Ziemi.

Na rysunku 7.38a pokazano charakterystykę w płaszczyźnie pionowej dipola półfalowego poziomego na wysokości h nad idealnym ekranem (idealną Ziemią), zaś na rys. 7.38b pokazano charakterystykę tegoż dipola w pozycji pionowej przy różnych wysokościach h środka dipola nad idealną Ziemią. Linią przerywaną zaznaczono dodatkowo tę charakterystykę nad realną Ziemią. Widać wyraźną przewagę polaryzacji pionowej nad poziomą.

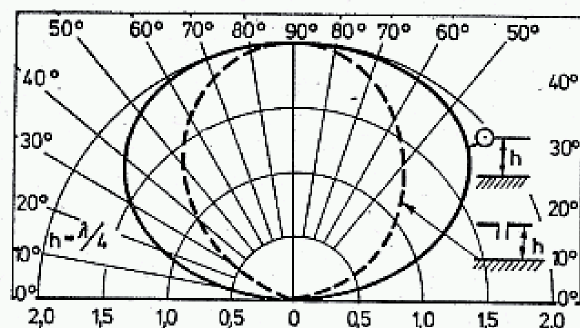
Prostota konstrukcji anteny pionowej, szczególnie w przypadku instalowania jej na pojazdach oraz lepsza słyszalność zadecydowały, że w sieciach profesjonalnych, a także amatorskich jako obowiązującą ustalono polaryzację pionową.

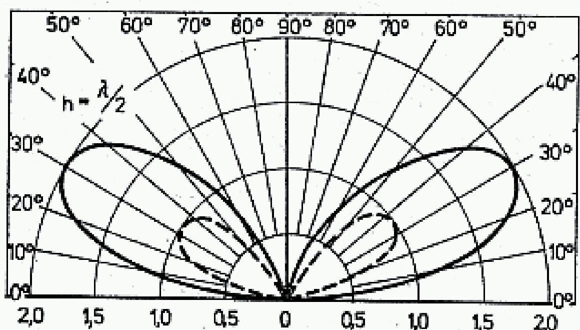
7.8.2 Proste anteny pionowe dookólne

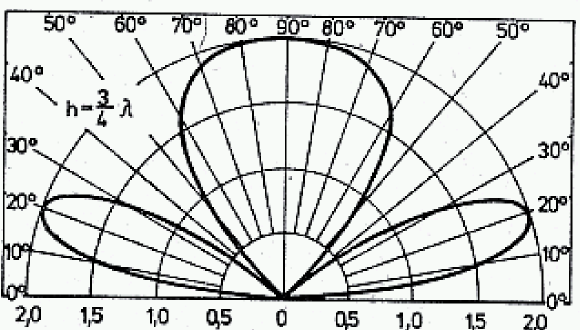
Antena półfalowa

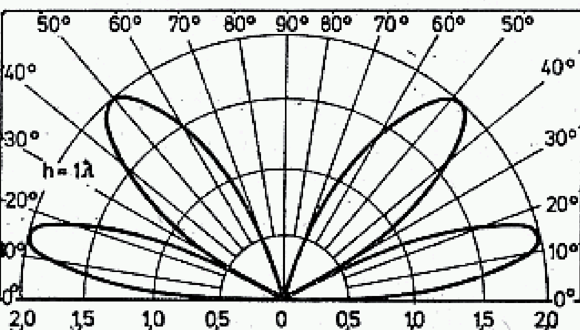
Antena półfalowa (rys. 7.39a) ma charakterystykę jak na rys. 7.38b, a więc zależną od wysokości postawienia nad realną Ziemią. Górna część, dołączona wprost do żyły środkowej kabla jest zamocowana na izolatorze, zaś dolna w postaci rury,

a

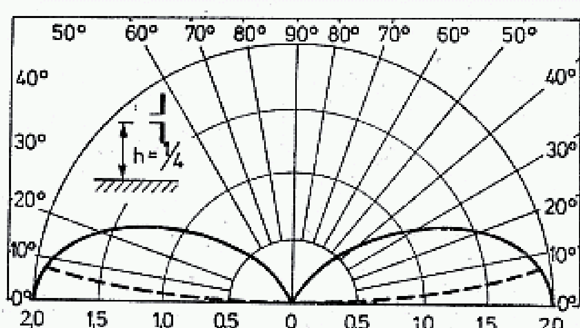


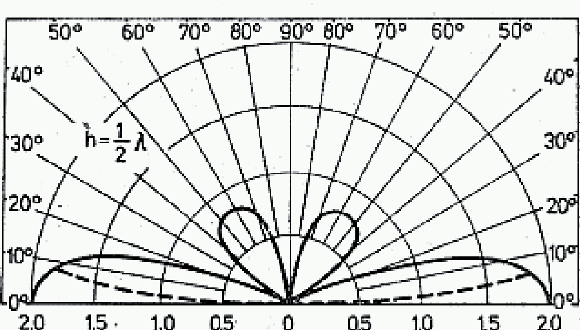


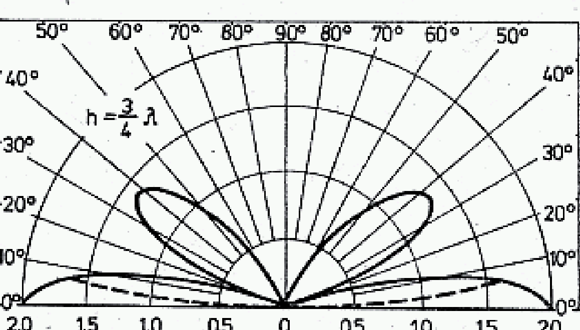


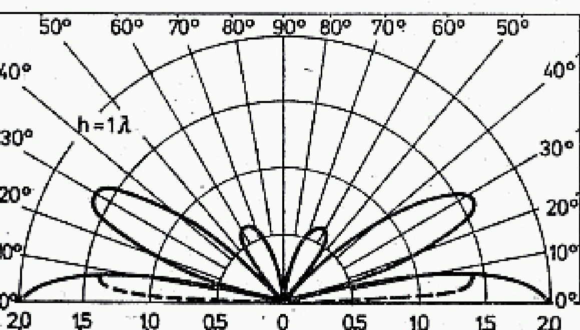


b









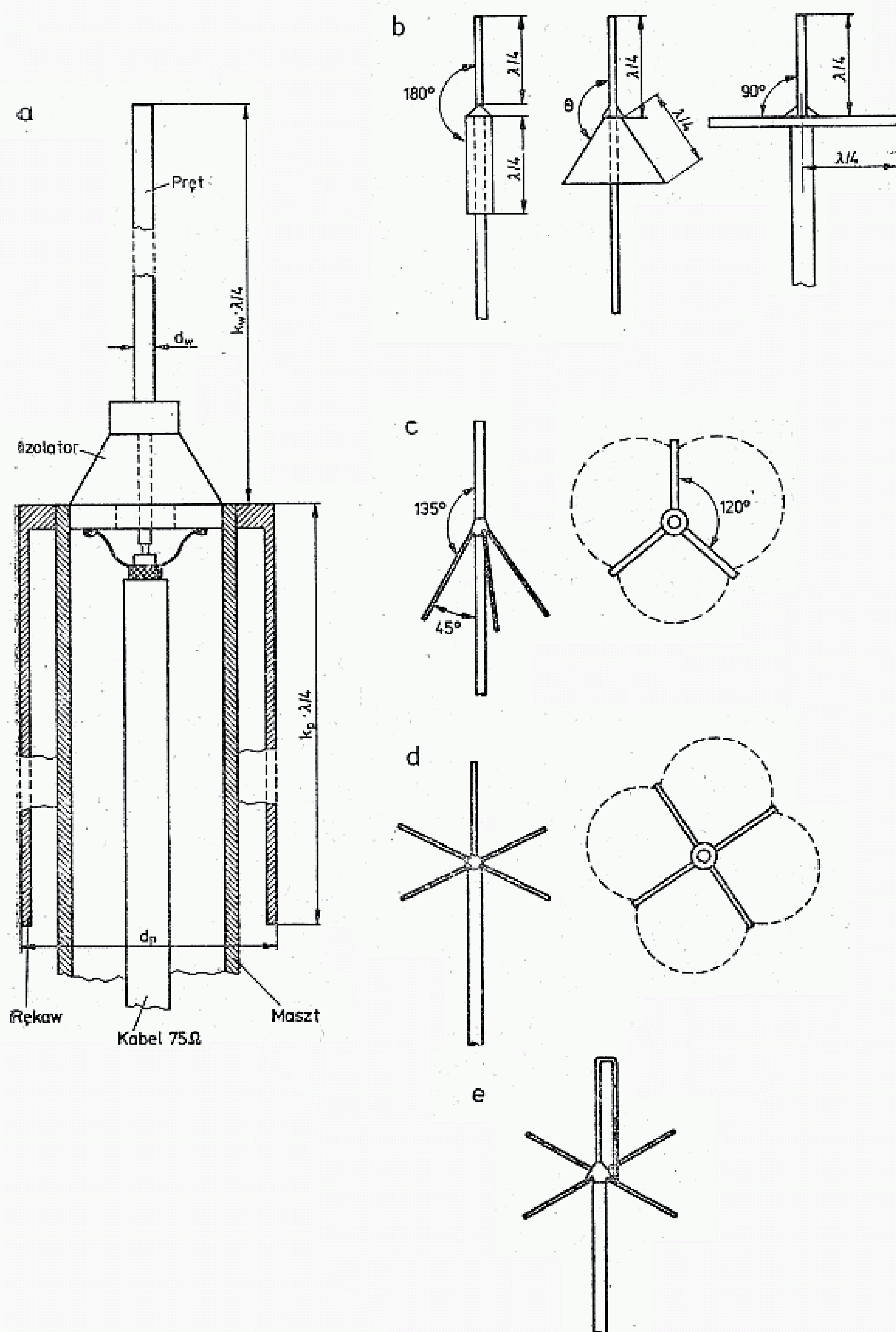
7.38. Charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie pionowej dipoli nad idealnym ekranem na wysokościach $h = \lambda/4$, $\lambda/2$, $0{,}75\lambda$ i λ,
a — dipol $\lambda/2$ z polaryzacją poziomą, b — dipol $\lambda/2$ z polaryzacją pionową

nazywana rękawem, jest połączona z ekranem tylko na górnym końcu. W czasie pracy anteny drugi koniec rękawa jest pod pełnym napięciem w.cz. i musi być starannie izolowany od masztu. Impedancja wejściowa anteny wynosi około 70 i zależy od smukłości dipola, tj. od stosunku l/d. Fizyczna długość rezonansowa zależy także od smukłości (rys. 7.9a). W praktyce długość rękawa przyjmuje się zgodnie z obliczeniami, natomiast długość pręta górnego koryguje się nieznacznie w czasie strojenia anteny w miejscu zainstalowania na najmniejszy WFS. Aby zapewnić dobrą pracę antena powinna być zamocowana na wysokości wynoszącej co najmniej 4λ nad Ziemią.

Antena ćwierćfalowa

Zastępując rękaw rurowy stożkiem o coraz większym kącie rozwarcia otrzyma się jako przeciwwagę płaszczyznę o promieniu $\lambda/4$ (rys. 7.39b). Jest to typowa antena nazywana *Ground Plane* — GP.

Kąt Θ między górnym wibratorem i przeciwwagą wpływa na impedancję wejściową anteny i na jej charakterystykę promieniowania. Można przyjąć, że rezystancja wejściowa wynosi (wg G6CJ, Radio Commun. 12/1983)



7.39. Ćwierćfalowe anteny prętowe

a — dipol półfalowy, b — przekształcenie przeciwwagi cylindrycznej w płaską, c — anteny nazywane trójnóg (ang.: *Triple leg*), d — antena krzyżakowa, e — antena z wibratorem pętlowym

$$R_a = 18[1+\sin(\Theta-90°)]^2 = 18(1-\cos\Theta)^2 \ [\Omega] \quad (7.8)$$

Oznacza to, że dla $\Theta = 180°$, $R_a = 72\,\Omega$; dla $\Theta = 132°$, $R_a = 50\,\Omega$, a dla $\Theta = 90°$, $R_a = 18\,\Omega$.

Gdyby dla $\Theta = 90°$ zastąpić tarczę o promieniu $\lambda/4$ ekranem nieskończenie rozległym, to otrzymałoby się impedancję 35 Ω. Charakterystykę promieniowania takiej anteny, tj. $\lambda/4$ nad płaszczyzną pokazano na rys. 7.40a. W praktyce nie stosuje się tarczy o promieniu $\lambda/4$, lecz przeciwwagi wykonuje się z prętów (unipoli) o długości $\lambda/4$. Im jest ich więcej, tym lepiej. Zazwyczaj stosuje się 4 pręty, a antena nosi nazwę krzyżakowej. Jeśli zastosować trzy pręty, to charakterystyka w płaszczyźnie poziomej znacznie odchyla się od dookólnej (rys. 7.39e). Z porównania charakterystyki w płaszczyźnie pionowej, pokazanych na rys. 7.40a i 7.38b widać, że antena z kątem rozwarcia 135°, nazywana trójnogiem (od ang.: *triple-leg*) ma jednocześnie i korzystną charakterystykę i impedancję łatwą do dopasowania 50 Ω (rys. 7.39c). Zysk anteny półfalowej-dipola wynosi 0 dBd, zysk anteny ćwierćfalowej, nazywanej także unipolem jest ujemny i wynosi około −2 dB (rys. 7.39d), a zysk anteny typu trójnóg około −1 dB.

Jeśli w antenie krzyżakowej zastosować unipol pętlowy (rys. 7.39e), to uzyskuje się 4 razy większą impedancję wejściową, a więc około 75 Ω, co umożliwia bezpośrednie dołączenie kabla 75 Ω. Układ taki wprawdzie nie zwiększa zysku anteny, zwiększa jednak jej szerokopasmowość, a przede wszystkim daje metaliczne połączenie żyły środkowej z ekranem i uziemionym masztem anteny. Jest to bardzo istotne, ze względu na odprowadzanie ładunków elektrostatycznych wprost do ziemi, a nie przez kabel do wejścia radiotelefonu.

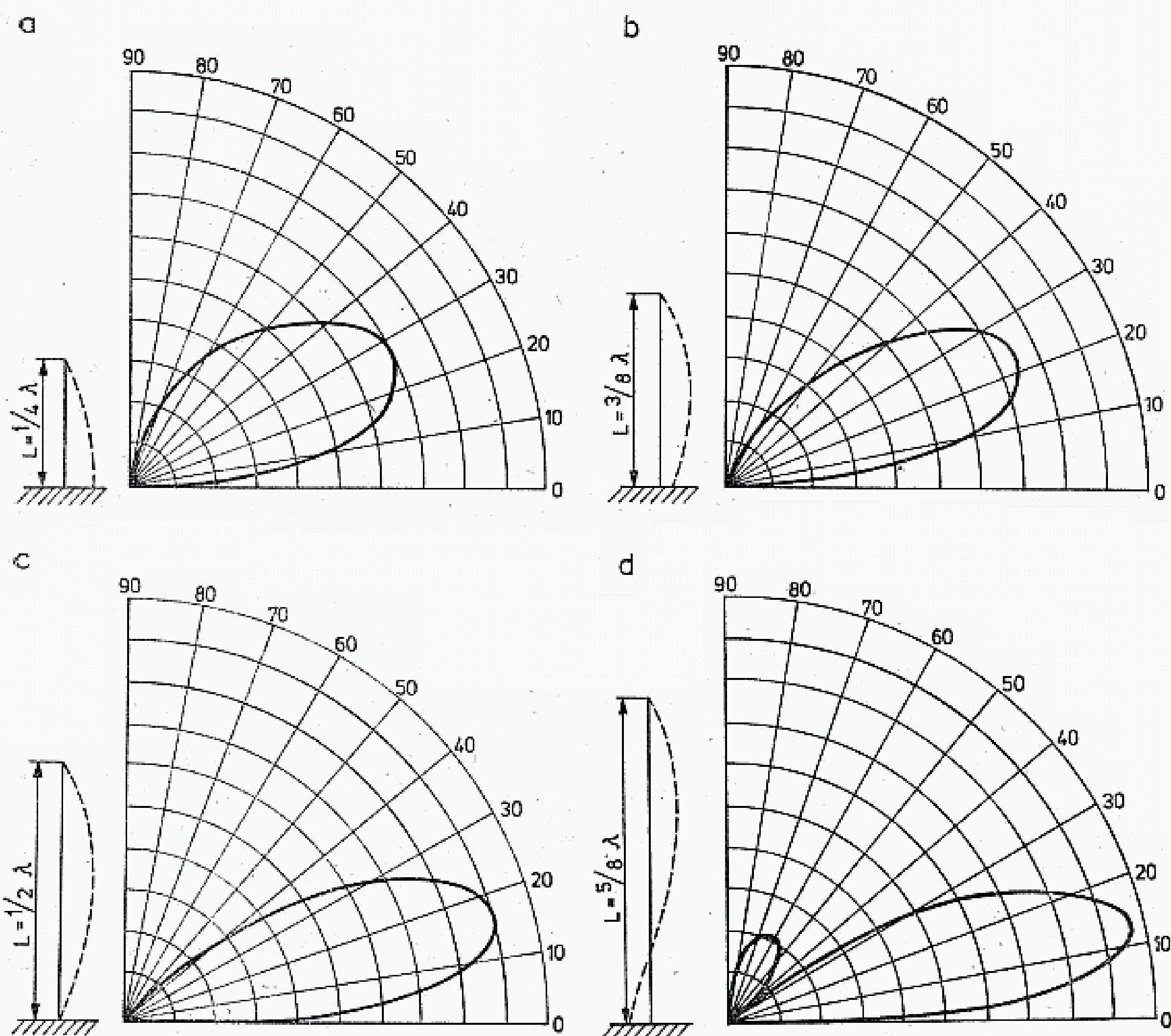
Anteny wydłużone 5/8

Zwiększając długość części pionowej anteny zmienia się korzystnie wielkość listka nad horyzontem (rys. 7.40a—d). Optymalną charakterystykę otrzymuje się dla pionowego dipola 5/8 λ, z listkiem pod kątem 12°. Dalsze wydłużanie wibratora powoduje skrócenie listka nadziemnego i szybki wzrost listka pod kątem 65°. W antenach tych przeciwwagi zachowują długość $\lambda/4$.

Antena 5/8 λ wykazuje w stosunku do anteny krzyżakowej $\lambda/4$ zysk około 4 dB, a więc około +1 dBd w stosunku do dipola półfalowego. W czasie prób przeprowadzanych z anteną 5/8 λ, umieszczoną na dachu pojazdu zmieniającego położenie w granicach kilku metrów okazało się, że przy antenie 5/8 λ występowały znaczne zaniki sygnału, zaś przy antenie $\lambda/4$ zaniki były nieco słabsze. Dla anteny $5/8\lambda$ w odległości 2 km sygnał był o 3,6 dB lepszy niż przy antenie $\lambda/4$, zaś w odległości 12 km tylko o 2 dB ze standardowym odchyleniem 2,6 dB. Tłumaczone to jest wpływem odbić od otaczających rozległych przedmiotów (domy, słupy metalowe, linie napowietrzne) [28].

Impedancja wejściowa anteny $5/8\lambda$ ma znaczną składową pojemnościową (tabl. 7.7.1) [29]. Przy uniesieniu anteny nad ziemię podane rezystancje i reaktancje ulegają zmianom.

W antenie $5/8\lambda$ reaktancję pojemnościową kompensuje się elementem indukcyjnym. Może to być cewka o indukcyjności około 0,2 μH (dla częstotliwości 145



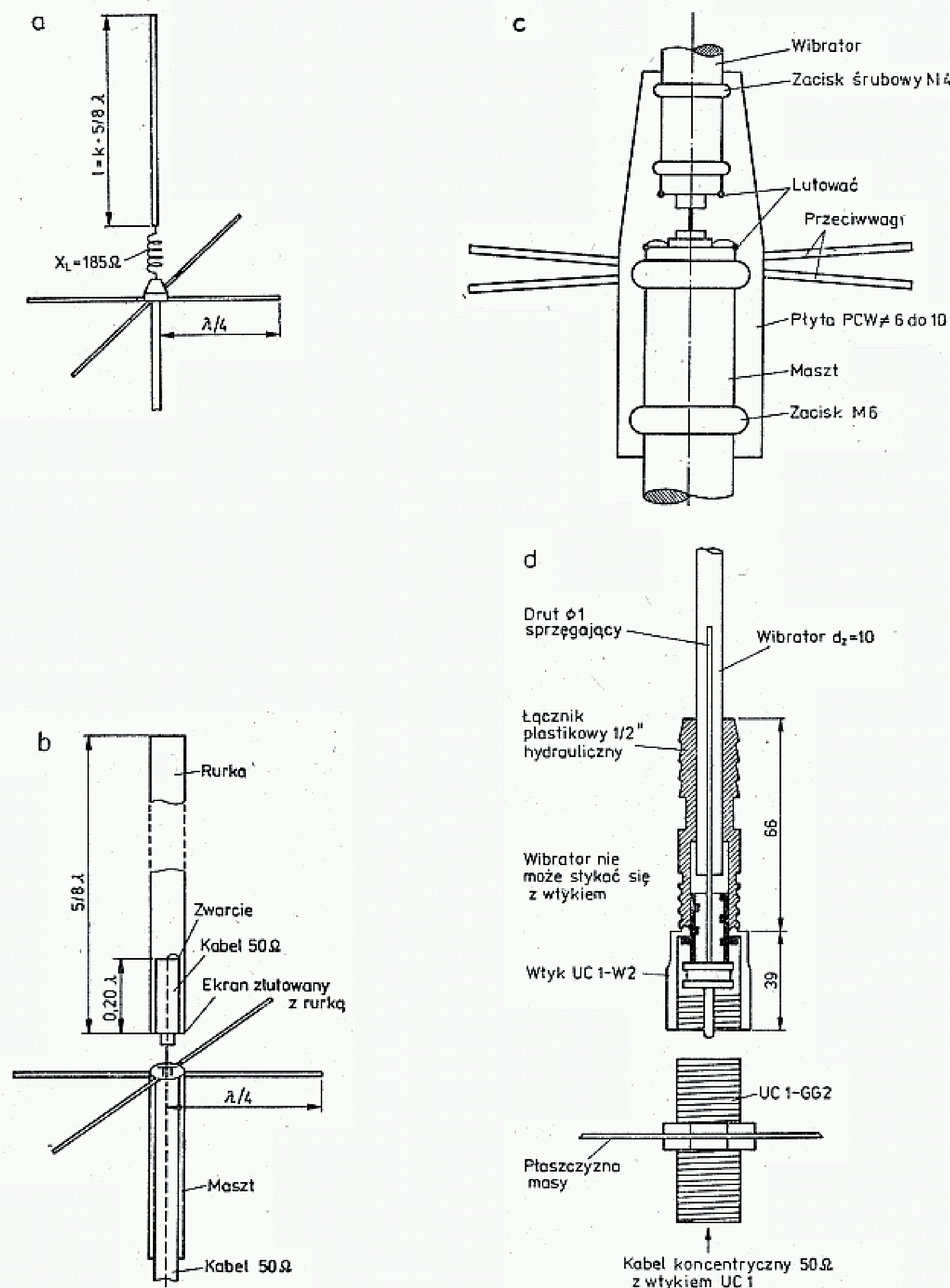
7.40. Charakterystyki promieniowania anteny prętowej nad rzeczywistą ziemią w zależności od jej długości

MHz), tak jak na rys. 7.41a, włączona w szereg z linią zasilającą lub kawałek zwartego kabla koncentrycznego o długości 0,21λ (270 mm dla $K = 0,66$ i częstotliwości 145 MHz). Cewkę taką nawija się często na izolator wsporczy, np. wykonany z pręta teflonowego. Jeśli stosuje się zwarty odcinek kabla, to wprowadza się go do rury wibratora, a ekran łączy z dolną krawędzią wibratora (rys. 7.41b). K4LPQ [29] opisuje sposób wykonania takiej anteny przy wykorzystaniu złącza UC1 jako elementu izolacyjnego. Zamiast złącza można zastosować płytkę PCW i całość mocować uchwytami na tej płytce (rys. 7.41d).

Tablica 7.7.1

Zyski i impedancje anteny GP nad rozległą płaszczyzną

Rodzaj unipola	Wysokość h/λ	Zysk do dipola $\lambda/2$ w otwartej przestrzeni G [dBd]	Impedancja wejściowa [Ω]
$<\lambda/4$	0,23	−1,56	36
$\lambda/4$	0,25	−1,55	50+j50
$\lambda/2$	0,45	+1,67	900
$5/8\lambda$	0,6	+3,02	108—j280



7.41. Anteny $5/8\lambda$ z dopasowaniem

a — z cewką przedłużającą 0,20 µH dla pasma 144 MHz, b — z odcinkiem kabla 50 Ω o długości $0{,}20\lambda$, zwartym na końcu, c — z linią $(0{,}20+0{,}25)\lambda$ z otwartą na końcu, d — sposób mocowania za pomocą płyty PCW

Jeszcze prostszą konstrukcję opracował W9WO, [30]. Przedłużył on odcinek $0{,}21\lambda$ o dalsze $0{,}25\lambda$ i pozostawił koniec kabla otwarty, co jest równoznaczne z uzyskaniem elektrycznego zwarcia w odległościach $0{,}21\lambda$. Następnie kabel zastąpił odcinkiem prostego drutu w izolacji polietylenowej (może być PCW) o długości około 700 mm, który umieścił wewnątrz rury wibratora o długości $5/8\lambda$ (rys. 7.41c). Wibrator może być mocowany także w złączu UC1 lub na płytce z PCW. Obie anteny wymagają stosowania przeciwwag $\lambda/4$ wykonanych z co najmniej 4 prętów. W czasie strojenia dobiera się długość środkowego drutu sprzęgającego.

Tablica 7.8.1

Długości elementów w mm przy częstotliwości 145 MHz

Długość falowa [Ω]	$K = 1$	Długość fizyczna przy:			
		$K = 0{,}95$	$K = 0{,}93$	$K = 0{,}83$	$K = 0{,}66$
λ	2069	1966	1924	1717	1366
$5/8\lambda$	1293	1228	1203	1073	853
$\lambda/2$	1034	983	962	859	683
$\lambda/4$	517	491	481	429	341
Objaśnienie	Długość fali w powietrzu	Przewód $d < 5$ mm	Przewód $d > 25$ mm	Kabel z izolacją spienioną	Kabel z izolacją polietyl. pełną

Antena $\lambda/2$ typu J

Dipol półfalowy może być zasilany w środku (rys. 7.39a) lub na końcu. W tym przypadku jego impedancja wejściowa Z_A jest duża, rzędu 500 do 1000 Ω i zależy od smukłości. Aby umożliwić dopasowanie anteny do kabla o impedancji $Z_0 = 50$ Ω lub 75 Ω stosuje się transformator ćwierćfalowy o impedancji falowej $Z_T = \sqrt{Z_A \cdot Z_0}$ (rys. 7.42a). Górna, promieniująca część ma długość $\lambda/2$ (tabl. 7.8.1), zaś dolna stanowi transformator $\lambda/4$. W transformatorze tym przyjmuje się wstępnie stosunek D/d równy około 6 i dobiera się go praktycznie w czasie strojenia na najmniejszą wartość *WFS*.

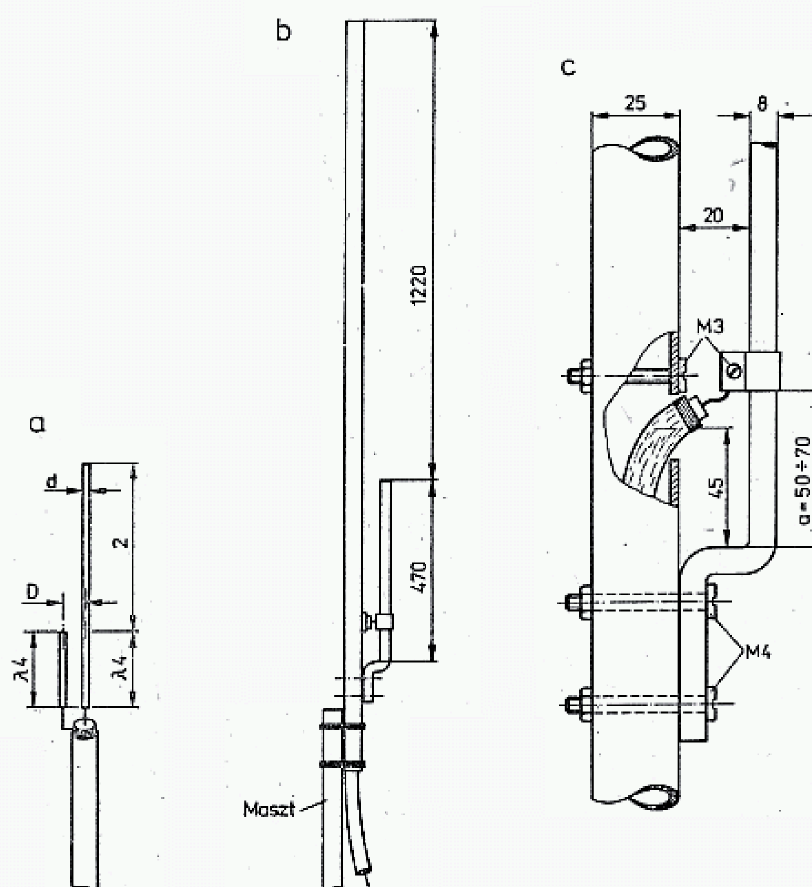
Antena $5/8\lambda$ typu J

Antena ta, opracowana i wypróbowana przez SP6LB (rys. 7.42a i c) ma bardzo prostą konstrukcję, jest całkowicie metalowa, nie zawiera elementów izolacyjnych ani izolatora wsporczego, a ponadto jest metalicznie połączona z masztem, który powinien być także uziemiony. Jej dodatkowy zysk (tabl. 7.7.1) ujawnia się szczególnie przy instalowaniu anteny nisko nad ziemią.

Na rurze aluminiowej Ø 25 o długości około 2 m zamocowany jest transformator ćwierćfalowy w postaci odcinka zwartej linii. Część rury wystająca nad transformator tworzy wibrator $5/8\lambda$ i ma długość nie krytyczną 1220 ± 10 mm. Wibrator ten jest pobudzany przez otwarty koniec transformatora skróconego na tyle, by kompensował on składową pojemnościową wydłużonego wibratora. Kabel zasilający przechodzi środkiem rury Ø 25, wychodzi przez otwór Ø 10 na wysokości 45 mm od podstawy transformatora. Ekran kabla jest dolutowany do blaszki przykręconej do masztu śrubą M3 tuż przy otworze Ø 10. Żyła środkowa kabla jest dolutowana do uchwytu (lamelki) założonego na pręt Ø 8, tworzący drugie ramię transformatora $\lambda/4$. Lamelka w czasie strojenia anteny jest przesuwana wzdłuż pręta. Po dostrojeniu lamelkę zaciska się mocno na pręcie.

Dokładną kompensację składowej biernej anteny uzyskuje się nieco zbliżając lub oddalając górny koniec pręta Ø 8 do rury Ø 25. Tą drogą uzyskuje się łatwo $WFS < 1{,}1$ w całym zakresie $144 \div 146$ MHz przy zasilaniu kablem 50 Ω lub 75 Ω.

Pręt Ø 8 musi mieć u podstawy transformatora bardzo dobry i trwały styk z rurą Ø 25, gdyż decyduje to o sprawności i jakości anteny. Pręt ten jest mocowany dwiema śrubami M4, przy czym górna powinna być jak najbliżej miejsca zwarcia

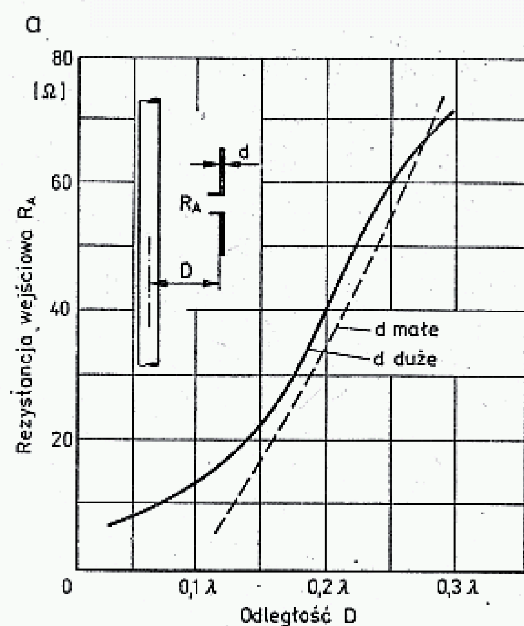


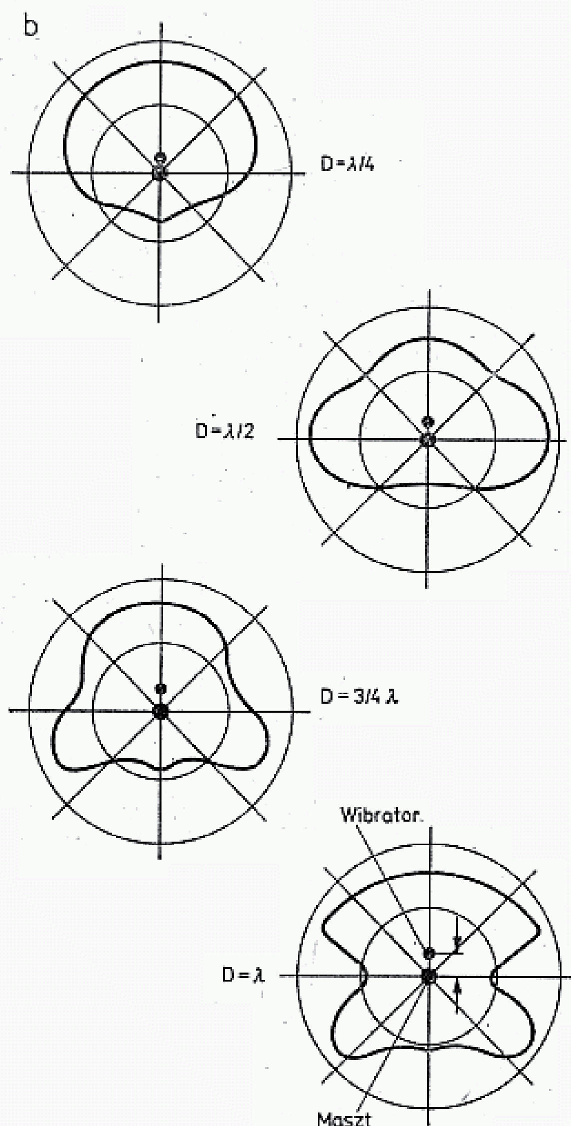
7.42. Anteny typu J
a — półfalowa, b, c — 5/8 λ, wg SP6LB

transformatora $\lambda/4$. Całą antenę, po zestrojeniu i uszczelnieniu przepustu na kabel Ø 10 pokrywa się lakierem ochronnym. Może to być lakier bitumiczny. Antena nie wymaga przeciwwag, mocuje się ją do masztu poniżej transformatora za pomocą dowolnych uchwytów do rur.

7.8.3 Złożone anteny pionowe

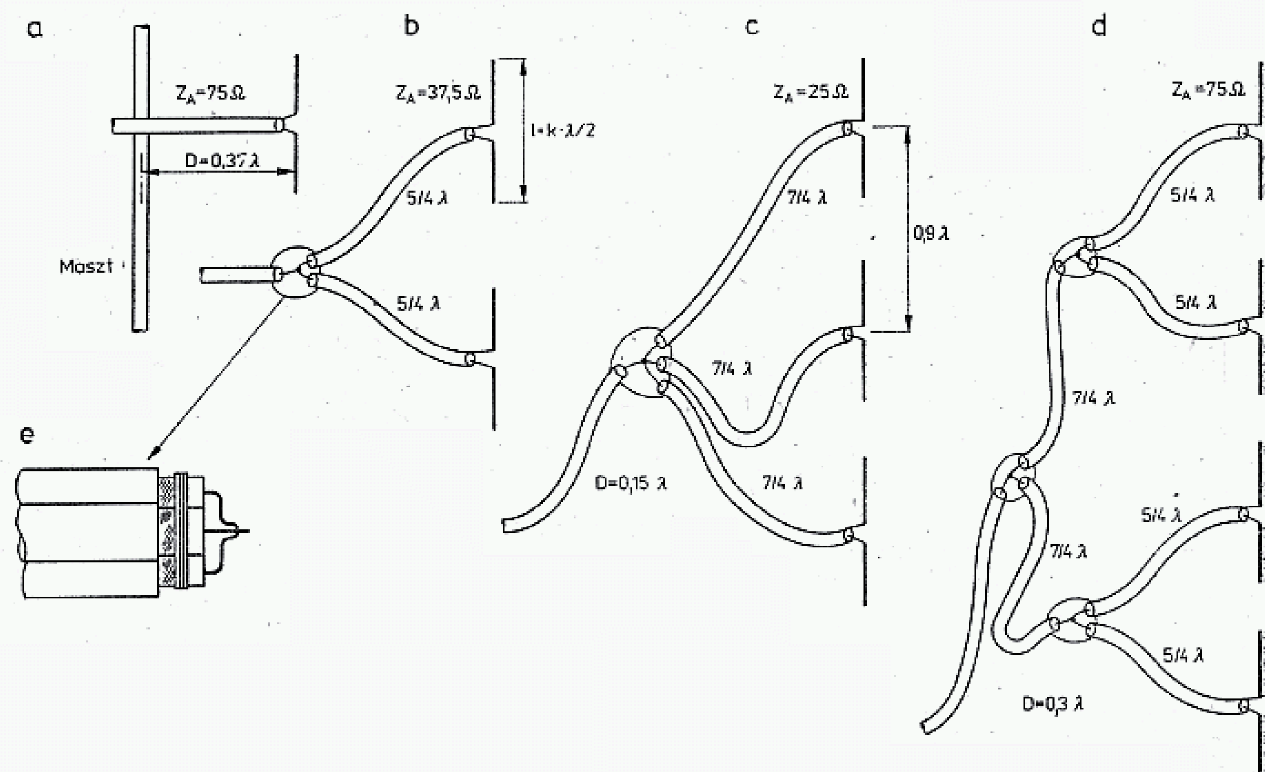
Większy zysk kierunkowy w antenach z polaryzacją pionową uzyskuje się w antenach kolinearnych, to jest w układach złożonych z poszczególnych dipoli, umieszczonych wzdłuż osi nad sobą. Problemem jest takie zasilanie dipoli, by kabel nie zakłócał pola — powinien on być co najmniej na długości fali λ prostopadły do dipola. Drugim problemem jest dopasowanie impedancji wejściowej anteny do kabla (p. rozdz. 7.5). W antenach typu Yagi istnieje możliwość wpływania na impedancję wejściową anteny, lecz prosty wibrator $\lambda/2$ takich możliwości nie daje. Jeśli jednak umieścić dipol $\lambda/2$ przed pionowym masztem, w odległości D, to impedancja wejściowa dipola będzie uzyskiwała wartości mniejsze, zależne od tej odległości (rys. 7.43a). Jednocześnie maszt wpływa na charakterystykę promieniowania, która przy $D = \lambda/4$ ulega wydłużeniu w kierunku od masztu o 2,6 dB, kosztem pozostałych kierunków (rys. 7.43b).





7.43. Wpływ masztu na parametry dipola pionowego $\lambda/2$

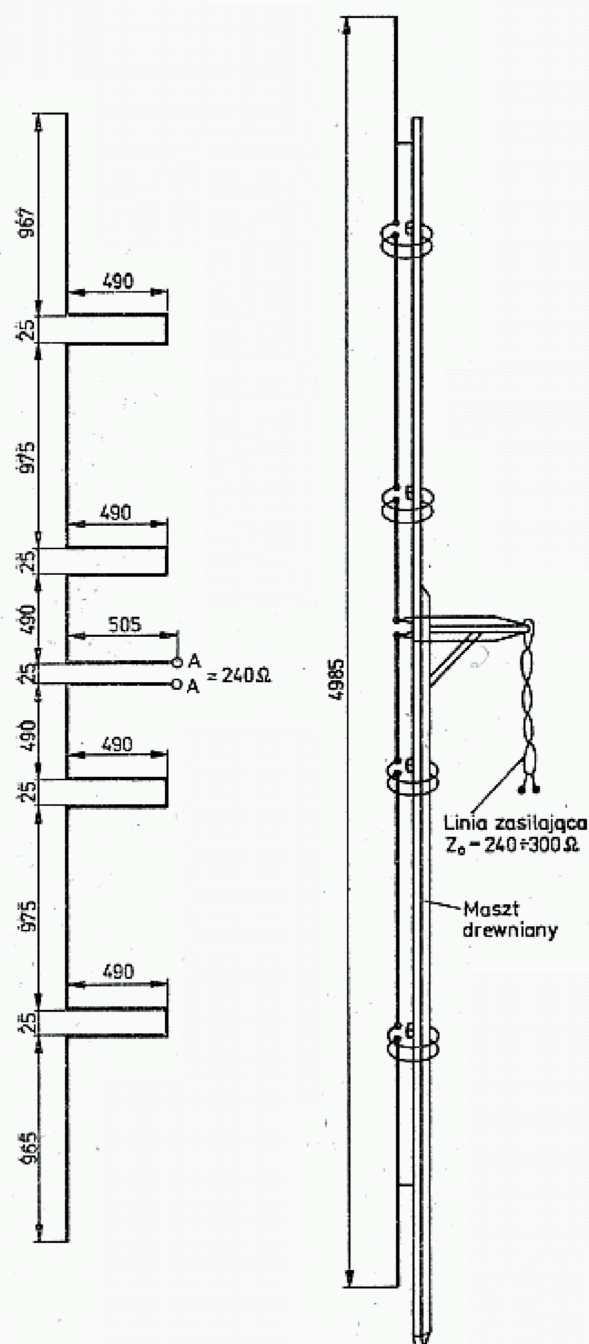
a — rezystancja wejściowa, b — charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej



7.44. Układy kolinearne anten pionowych umieszczonych w odległości D od masztu wraz z transformatorami impedancji

a — prosty dipol półfalowy, b — układ 2 dipoli z zyskiem 6 dB do GP $\lambda/4$, c — układ 3 dipoli, d — układ 4 dipoli z zyskiem 9 dB do CP $\lambda/4$, e — sposób łączenia kabli w węźle

Na rysunku 7.44 pokazano układy kolinearne anten, zasilane kablami 75 Ω wraz z transformatorem impedancji. Dipole są celowo umieszczone blisko masztu, by miały małą impedancję wejściową. Impedancja ta jest linią 5/4λ, względnie 7/4λ transformowana na wartości tak duże, by po równoległym połączeniu dały wypadkową impedancję 75 Ω, dopasowaną do zasilającego kabla. Optymalna odległość między środkami dipoli wynosi 0,9λ. Zyski anten w stosunku do anteny GP λ/4 wynoszą: dla anteny dwudipolowej +6 dB, a dla anteny czterodipolowej +9 dB. Pokazany układ ma znaczenie raczej teoretyczne, bo w praktyce układ jest trudny do realizacji.

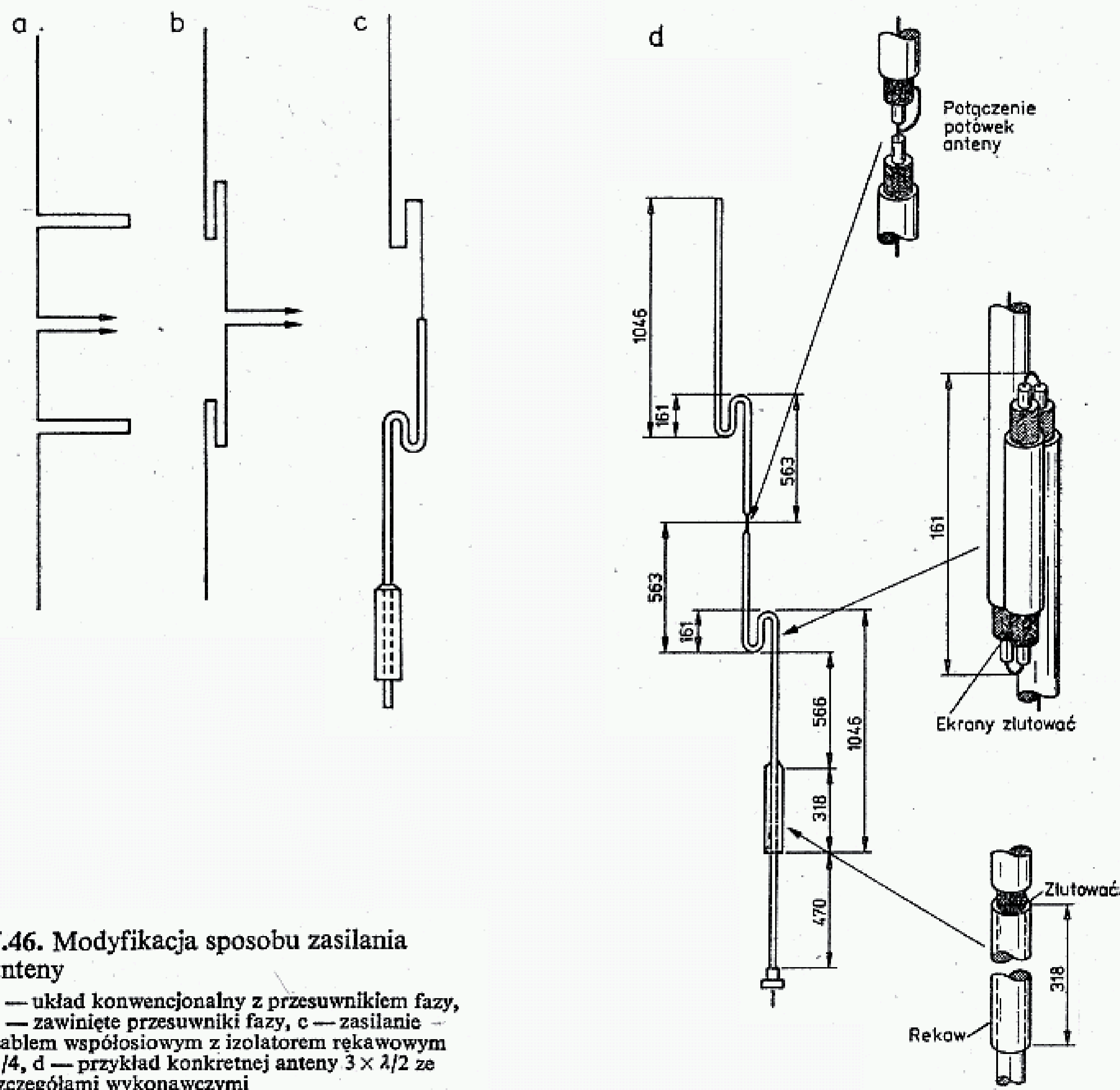


7.45. Antena kolinearna 5 × λ/2 z zyskiem 5,4 dBd

Mniej kłopotliwa do wykonania jest antena kolinearna, w której poszczególne dipole są wzajemnie połączone gorącymi końcami przez przesuwniki fazowe 180° w postaci odcinków linii λ/4 (rys. 7.45). Odcinki fazujące λ/4, o dowolnej impedancji falowej, mogą być zwinięte wokół masztu drewnianego lub służyć do mocowania dipoli na maszcie. Impedancja wejściowa anteny wynosi około 500 Ω

i aby dołączyć linię o impedancji 300 Ω lub kabel o impedancji 75 Ω z balunem 4:1 potrzebny jest transformator $\lambda/4$ o impedancji $Z_T = \sqrt{500 \cdot 300} = 387\ \Omega$. Linię symetryczną o tej impedancji dobiera się na podstawie rysunku 3.23a. Antena ta o 5 dipolach daje zysk $G = 5{,}4$ dBd.

Trudności z zasilaniem w połowie długości anteny z prostopadłym prowadzeniem kabla można ominąć stosując modyfikację pokazaną na rys. 7.46. Najpierw w antenie kolinearnej $3 \times \lambda/2$ z ćwierćfalowymi przesuwnikami fazy (rys. 7.46a)



7.46. Modyfikacja sposobu zasilania anteny

a — układ konwencjonalny z przesuwnikiem fazy, b — zawinięte przesuwniki fazy, c — zasilanie kablem współosiowym z izolatorem rękawowym $\lambda/4$, d — przykład konkretnej anteny $3 \times \lambda/2$ ze szczegółami wykonawczymi

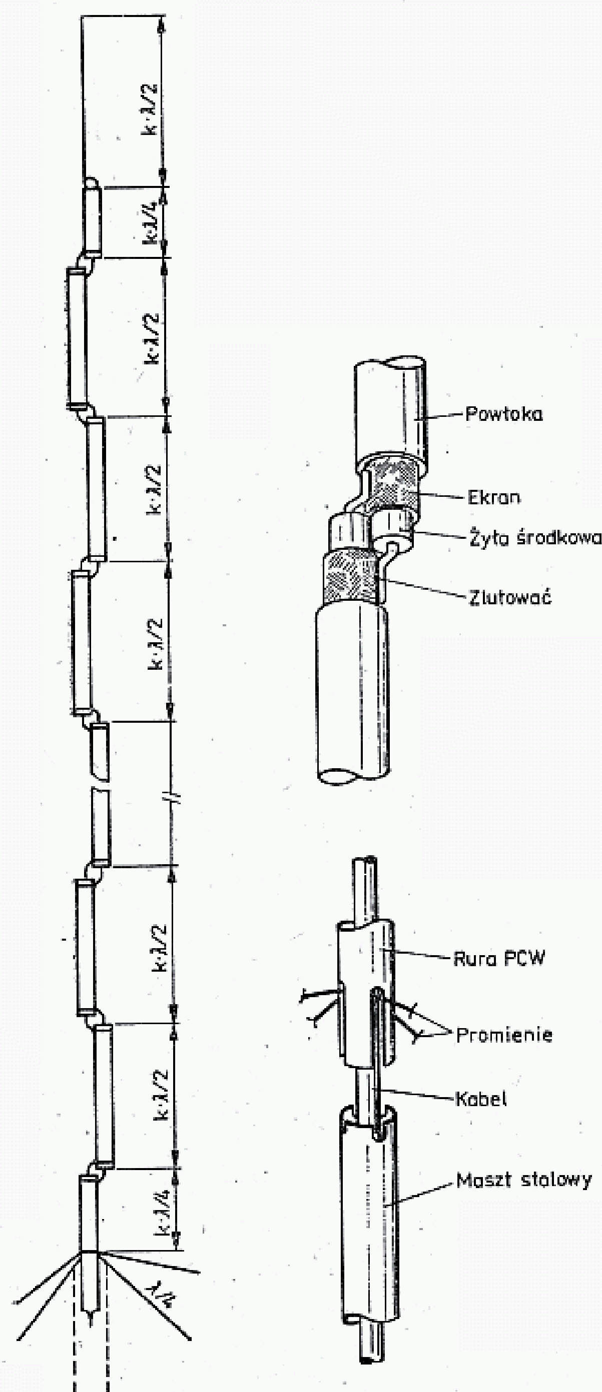
odgina się je w kierunku wzdłużnym (rys. 7.46b), a następnie dolną część anteny wykonuje się z kabla współosiowego. Dolny, tzw. gorący koniec dipola izoluje się od dalszej części kabla za pomocą rękawa o długości $\lambda/4$. W ten sposób uzyskuje się bardzo zwięzły układ dający się wbudować do rury z materiału izolacyjnego i zasilany od dołu kablem.

Na rysunku 7.46d pokazano przykład praktycznego wykonania takiej anteny. Ponieważ ostre zaginanie kabla może doprowadzić do jego uszkodzenia, a przy wyginaniu go z promieniem 5 średnic kabla nie wejdzie on do rury, przesuwnik $\lambda/4$ wykonuje się z odcinków połączonych jak na dodatkowych szkicach. Całość

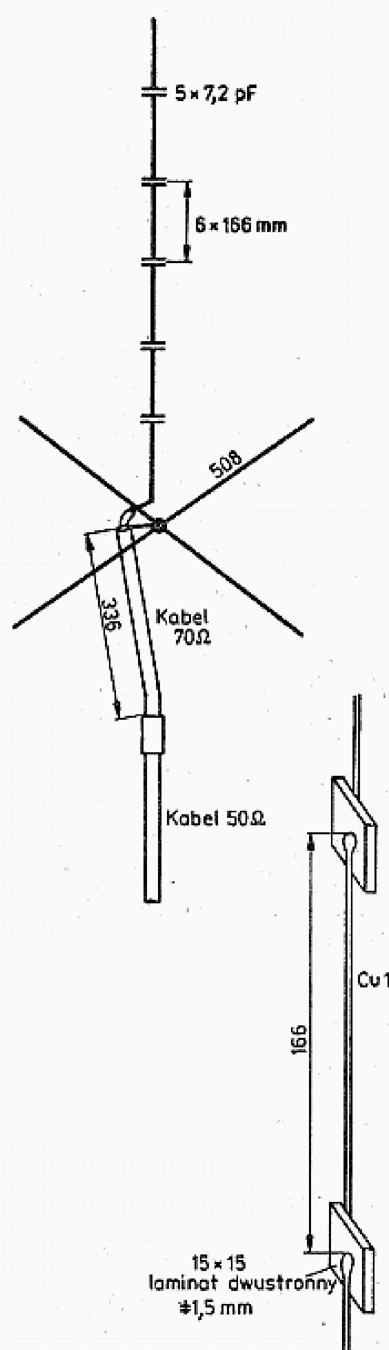
zamknięta jest w rurze instalacyjnej PCW, zaślepionej od góry, lecz otwartej od dołu, aby umożliwić uchodzenie skroplonej pary wodnej. Rurę PCW nakłada się na maszt stalowy 470 mm poniżej izolującego rękawa, wykonanego z rurki stalowej lub aluminiowej. W oryginale zastosowano tu rozciągnięty ekran kabla nasunięty na oponę, lecz rozwiązanie takie jest nieprawidłowe [31]. Obie anteny mogą być także zasilane od dołu, od strony gorącego końca przez transformator $\lambda/4$, podobnie jak w antenach typu J.

Antena współosiowa kolinearna

Antena ta, opisana w [31], ma interesującą konstrukcję. Składa się z szeregu odcinków kabla $\lambda/2$ z uwzględnieniem współczynnika skrócenia K. Każdy z tych odcinków daje przesunięcie fazy o 180°, co umożliwia ich szeregowe łączenie (rys. 7.47), przy



7.47. Antena kolinearna współosiowa



7.48. Rozciągnięty dipol $\lambda/4$, wg VK5NN

czym łączy się żyłę wewnętrzną z ekranem następnego odcinka (rys. 7.47b). Na górnym końcu anteny znajduje się pręt miedziany lub aluminiowy Ø 3 mm o długości $\lambda/4$, oddzielony od odcinków $\lambda/2$ przez zwarty odcinek $\lambda/4$ (z kabla koncentrycznego).

Po stronie dolnej antena jest odizolowana od kabla zasilającego odcinkiem $\lambda/4$, do którego ekranu na dolnym końcu przylutowane są promieniowe pręty przeciwwagi. Można tu także zastosować rękaw izolujący. Pręty pozwalają na korektę ich długości i nachylenia, a tym samym na korektę częstotliwości rezonansowej anteny i jej dopasowanie do kabla. Dziesięć odcinków daje zysk 9 dB w stosunku do GP $\lambda/4$. *WFS* w całym pasmie wynosi mniej niż 1,5. Cała antena włożona jest do rury PCW. Na dole rura ta ma cztery nacięcia na pręty poziome przeciwwag. Pręty te (CuØ3) są przylutowane do ekranu kabla. Kabel w tym miejscu należy zabezpieczyć przed wilgocią. Rurka PCW wsuwana jest w rurę stalową o nieco większej średnicy tak głęboko, by pręty poziome oparły się o krawędź górną rury masztu.

Antena unipolowa rozciągnięta

Antena ta, zbadana przez VK5NN, opisana w [32], składa się z linii pionowej pociętej na jednakowe kawałki długości 30° ($\lambda/12$ = 166 mm) połączone kondensatorami skracającymi 7,2 pF. Na rysunku 7.48 pokazano szkic takiej anteny z rozciągnięciem 2×, dającej się schować w rurze PCW Ø 20 mm. Składa się ona z 6 odcinków drutu Cu1 o długości 166 mm każdy, przedzielonych kondensatorami skracającymi 7,2 pF. Kondensatory powodują skrócenie elektrycznej długości odcinków linii, co jest równoznaczne z tym, że fizyczna długość dipola $\lambda/4$ jest N razy większa niż $l_c = K\lambda/4$. Wydłużenie anteny może wynosić $N = \times 2$, $\times 3$ i $\times 4$, czemu w pasmie 144 MHz odpowiadają pojemności 7,2 pF, 5,4 pF i 4,8 pF oraz impedancje wejściowe unipola 100 Ω, 200 Ω i 275 Ω. Unipole rozciągnięte mają odpowiednio 5, 8 i 11 kondensatorów, przy długości odcinków 166 mm.

Anteny dipolowe mają dwukrotnie większą impedancję wejściową i podwójną liczbę kondensatorów w stosunku do anteny unipolowej. Kondensatory mogą być wykonane w postaci płytki z laminatu dwustronnego o grubości 1,5 mm o powierzchni 240 mm², 180 mm² i 160 mm².

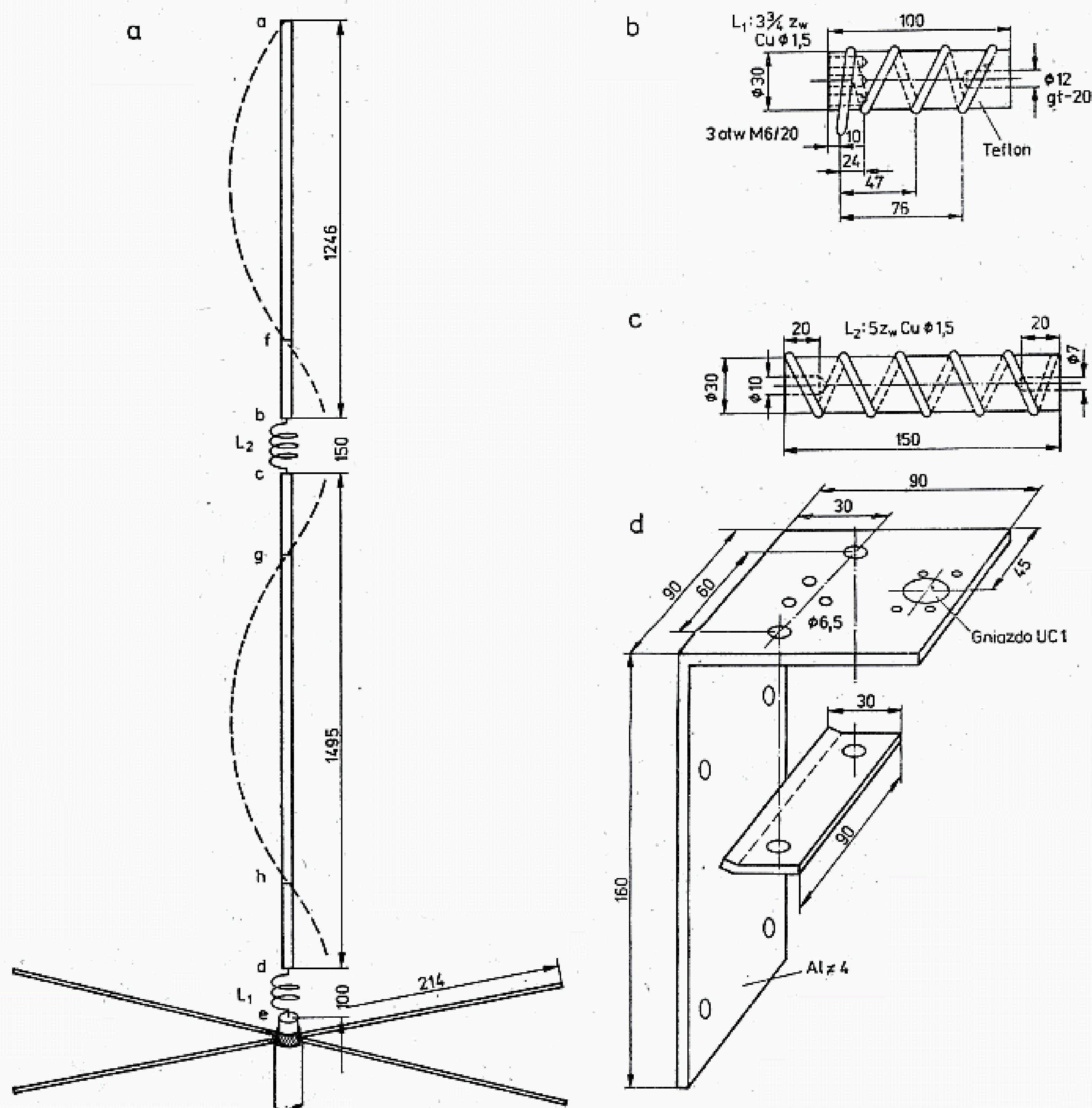
Rozciągnięcie anteny powoduje zwiększenie jej impedancji wejściowej, a tym samym zmniejszenie wpływu Ziemi, zmniejszenie dobroci Q anteny, zwiększenie szerokopasmowości i w końcu, w wyniku zwiększenia apertury, zwiększenie także jej zysku. Antena może być zamknięta w rurze PCW i mocowana już w odległości 150 mm od metalowego masztu.

Antena 2 × $\lambda/2$ wg SM7DVH

Antena ta, nazywana szwedzką, składa się z dwóch wibratorów i dwóch cewek (rys. 7.49). Półfalowe wibratory a—f i g—h są wzbudzane w zgodnej fazie w wyniku sprzęgnięcia ich linią g—f dającą przesunięcie fazy o 180°. Linia g—f mało promieniuje, gdyż jest skrócona cewką L_2. Krótkie odcinki g—c i b—f dodają się do odcinków h—g i f—a zmieniając je w dipole 5/8λ. Mimo nie optymalnej odległości

między tymi dipolami układ ma dodatkowy zysk, który wynosi około 4 dBd (do dipola $\lambda/2$) lub 2,5 dB w stosunku do pojedynczej anteny $5/8\lambda$.

Dolna cewka L_1 z odcinkiem d—h służy do dopasowania anteny do kabla 50 Ω. Uzyskuje się *WFS* < 1,8. Cewki nawijane są drutem Cu Ø 1,5 mm na prętach teflonowych Ø 30 (rys. b i c). Wałek dolny mocowany jest do podstawy (rys. d)



7.49. Antena 2 × $\lambda/2$, wg SM7DVH

trzema śrubami M6. Nakładka 90 × 30 służy do mocowania czterech przeciwwag wykonanych z drutu Cu Ø 5, o długości $\lambda/4$. Wibratory wykonane są z rurek lub prętów mosiężnych, miedzianych lub stalowych miedziowanych o średnicach stopniowanych Ø 12, 10,7 i 3 mm. Średnice rurek i długości odcinków nie są krytyczne, ważna jest długość całkowita. Rurki łączy się lutem srebrnym, zaś cewki dolutowuje do wibratorów przed ich włożeniem w pręty teflonowe lub do wcześniej dolutowanych na prętach końcówek lutowniczych. Długości rurek w stanie rozłożonym wynoszą: Ø 12—900 mm, Ø 10—740 mm, Ø 7—740 mm, Ø 3-556 mm. Dostrajanie anteny przeprowadza się zmieniając nieco indukcyjność cewek przez przesuwanie

zwojów. Uzyskuje się *WFS* < 1,3. Antena jest mało odporna na uderzenia wiatru. Prętów teflonowych nie powinno zastępować się przez pręty PCW, gdyż ulegają one szybciej korozji atmosferycznej.

Wykaz literatury do rozdziału 7

1. Bieńskowski Z., SP6LB, Lipiński E.: *Amatorskie anteny KF i UKF*; Warszawa 1978.
2. Macoun J.: *Yagiho smerove anteny pro VKV a UKV*; Amaterske Radio B1/1982 oraz B1/1984.
3. Schwarzback G., DL1BU: *Streifzug durch den Antennenwald VHF-UHF Antennenmesstellung*; CQ Dl 1/1981.
4. Lawson J., W2PV: *Yagi antenna design*; Ham Radio 1/1985, 12/1980.
5. Krupka Z.: *Televizni anteny*; Amatorske Radio B 6/1981.
6. Hoch G. DL6WU: *Extrem Lange Yagi Antennen*; UKW Berichte 1/82.
7. Backmann, SM5CHK: *The Annaboda Story*; QTC (SM) 5/80 i 4/81.
8. Asbrink L. SM5BSZ: *Die beste Yagi Antenne mit 6 Elementen*; UKW Berichte 3/1981.
9. Grien H., DJ1SL: *Erfahrungen mit einer Kreuz-Yagi Antenne für das 70 cm Band*; UKW Berichte 4/1980.
10. Hoch G., DL6WU: *Mehr Gewinn mit Yagi Antennen*; UKW Berichte 1/78.
11. Hoch G., DL6WU: *Wirkungsweise und optimale Dimensionierung von Yagi-Antennen*; UKW Berichte 1/1977.
12. Bieńkowski Z., SP6LB: *Anteny UKF na pasma 144 i 432 MHz*; Radioelektronik 6/1980.
13. Zavodsky J., OK1ZN: *Smerove antenni soustavy pro pasmo 2 m*; Amaterske Radio A9 i A10/1983.
14. OK1VR: *Zkusenosti z mereni anten pri seminari techniky VKV-1981*; Radioamatersky Zpravodaj 10/1981.
15. OK1MBS: *Anteny pro pasmo 145 MHz*; Radio Zpravodaj 1/1984.
16. Fechtel K., UB5WN: *Wysokoeffektiwnyjne UKW antenny*; Radio 3/1983.
17. Rothammel K., DM2ABK: *Antennenbuch*; Berlin 1979.
18. Bieńkowski Z., SP6LB: *Anteny na pasmo 70 cm*; Radioelektronik 2/1978.
19. Hock A., CDØMT: *Zirkular-Polarisation*; UKW Berichte 3/1972.
20. Bittan T., DJØBQ: *Zirkular-Polarisation im 2-m Band*; UKW Berichte 3/1973, 1/1974, 2/1975 i 2/1981.
21. Stoll J., DF7SO: *Fernsteuerbare Umschaltung der Polarisation einer Kreuzyagi-Antenne*; UKW Berichte 4/1979.
22. Griem H., DJ1SL: *Erfahrungen mit einer Kreuzyagi Antenne für das 70 cm Band*; UKW Berichte 4/1980.
23. Münich M., DJ1CR, Lübbe B., DJ5XA: *Sechser Feld-Gruppenantenne für das 24 cm — Band mit Stripline Balun*; UKW Berichte 4/73.
24. Lentz R., DL3WR: *Langyagi-Antenne für das 24 cm Band mit 13 dB Gewinn*; UKW Berichte 3/1974.
25. Bäckmann, SM5CHK: *The Annaboda Story*; *QTC* 5/1980 Stockholm.
26. Suckkling Ch, G3WDG: *The G3JVL Loop-Yagi antenna*; Radio Communication 9/1978.
27. Overbeck W., N6NB: *Reproducible Quagi Antennas for 1296 MHz*; QST 8/1981.
28. King B., W2LTJ: *Test data on 1/4 and 5/8 wavelength vertical antennas for two meter mobile*; Ham Radio 5/1976.
29. Pentecort J., K4LPQ: *5/8 wavelength vertical antenna for mobile work*; Ham Radio 5/1976.
30. Bauer E., W9WO: *Constructing a simple 5/8 wavelength vertical antenna for 2 meters*; QST 9/1980.
31. OK1NW: *Vsesmerove vertikalni anteny se ziskem*; Radioamatersky Zpravodaj 11—12/1981.
32. Hawker P. G3VA/VK5NN: *Stretched antennas*; Radio Communication 6/1981.
33. Bieńkowski Z., SP6LB: *Observations of some propagation propriety in satellite communication*; Electromagnetic Compatibility Symposium, Wrocław 1982.

8

URZĄDZENIA POMIAROWE I POMOCNICZE

8.1 Pomiar mocy

8.1.1 Metoda napięciowa

Metoda napięciowa pomiaru mocy polega na pomiarze wartości skutecznej napięcia na rezystorze obciążającym bez składowej reaktancyjnej i przeliczeniu jej na wartość mocy z zależności:

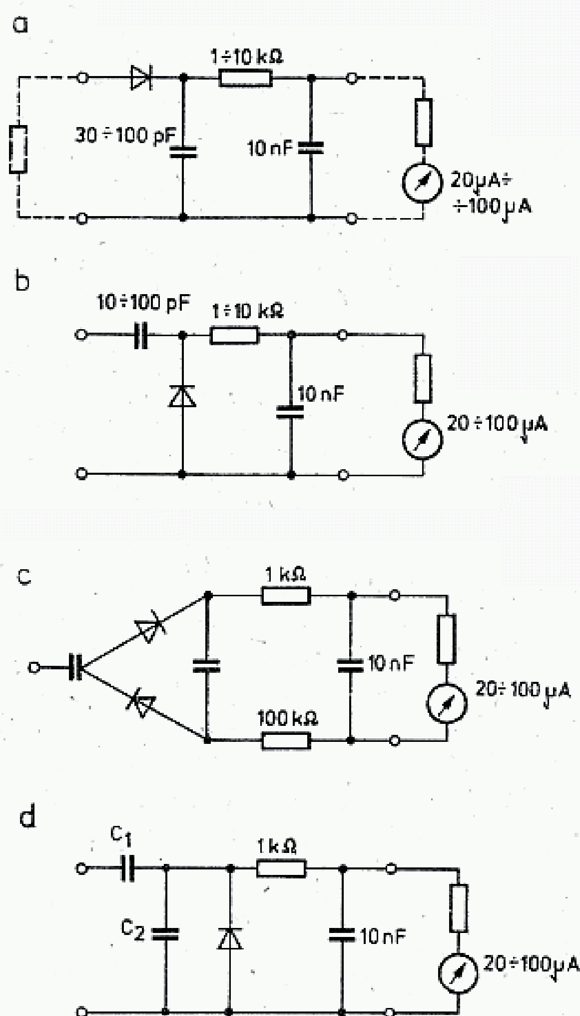
$$P = U^2/R \tag{8.1}$$

W wielu prostych miernikach mierzy się wartość maksymalną napięcia U_m przy założeniu przebiegu sinusoidalnego, przelicza się ją na wartość skuteczną:

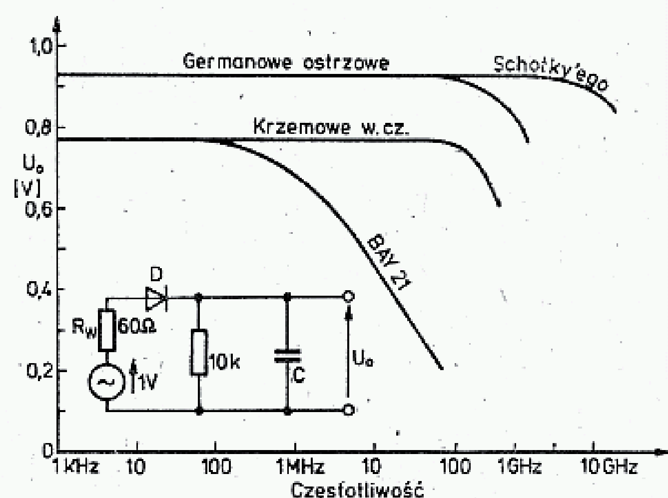
$$U = U_m/\sqrt{2} = 0{,}707U_m \tag{8.2}$$

Na rysunku 8.1 pokazano podstawowe układy woltomierzy szczytowych bez podwajania napięcia (a i b) oraz z podwajaniem napięcia (c). Przy pomiarach w zakresie MKF należy stosować diody Schottky'ego lub specjalne mikrofalowe. Doprowadzenia do diody powinny być jak najkrótsze (1 mm), a kondensator o pojemności $30 \div 100$ pF powinien być typu chip. Przy spełnieniu tych warunków uzyskuje się zakres częstotliwości jak na rys. 8.2. Przy pomiarach większych napięć należy kierować się dopuszczalnym napięciem wstecznym U_R diody (tabl. 8.1.1). Diody mikrofalowe, np. DK1M, D603 mają małe napięcie wsteczne — prąd wsteczny $I_R = 10$ μA występuje już przy $U_R = 2 \div 3$ V. W diodach Schottky'ego prąd ten występuje przy $U_R = 10 \div 15$ V, w diodzie ostrzowej ze złotym ostrzem AAY37 przy około $20 \div 25$ V, zaś w krzemowych, np. BACP95, przy około 30 V.

Pojemność diody zależy od jej konstrukcji oraz od napięcia polaryzującego. Przy wzroście sygnału rośnie napięcie polaryzujące i pojemność diody maleje (rys. 8.3). W układzie z podwajaniem napięcia (rys. 8.1c) pojemność prostownika jest dwukrotnie większa. Pojemność prostownika C_0 wpływa na impedancję rezystora obciążającego, ograniczając jego zastosowanie (rys. 8.4). Indukcyjność doprowadzeń i pojemność diody oraz właściwości półprzewodników wpływają ograniczająco na możliwości pomiaru mocy w.cz. w zakresie MKF. Na przykład autor zmierzył dla częstotliwości 1296 MHz i przy mocy 60 mW wydzielanej na rezystorze 50 Ω (1,7 V) w układzie 8.1a za pomocą LAVO 21 (1,5 V 30 kΩ) następujące napięcia: diody



8.1. Układy prostowników szczytowych
a, b — z wejściem rezystancyjnym i pojemnościowym, c — z podwajaniem napięcia, d — z pojemnościowym dzielnikiem napięcia



8.2. Zależność napięcia wyprostowanego U_0 przy zasilaniu SEM 1 V od częstotliwości dla różnych diod

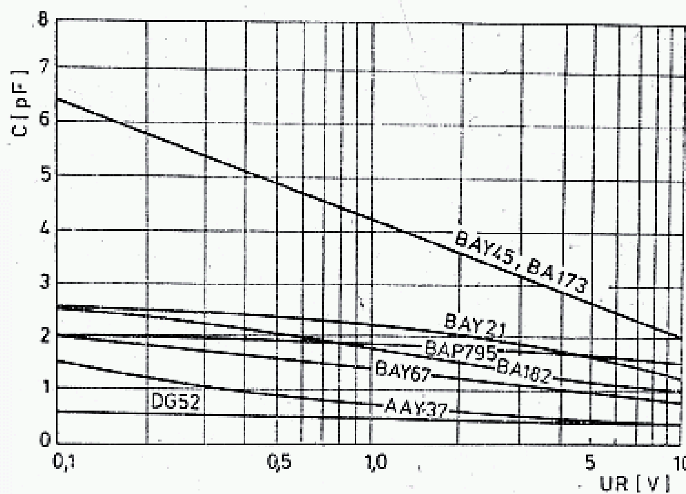
Schottky'ego 0,41—0,75 V, diody typu AAY37 0,3—0,4 V, diod DK1M i D603 0,5—0,6 V, zaś diody krzemowe BACP95, BAV10 BAP795 nie dawały wskazań.

Napięciu $U_m = 20$ V na rezystorze odpowiadają stosunkowo małe moce: dla $R_0 = 50\ \Omega$ $P = 4$ W, dla $R_0 = 75\ \Omega$ $P = 2{,}7$ W. Aby rozszerzyć zakres mierzonych mocy stosuje się dzielniki rezystancyjne lub pojemnościowe. Dzielniki rezystancyjne znacznie ograniczają zakres częstotliwości mierzonych (rys. 8.4b). Wady tej nie mają dzielniki pojemnościowe (rys. 8.1d). Pojemność C_1 jest utworzona przez kondensator powietrzny lub trymer ceramiczny o małej pojemności począt-

Tablica 8.1.1

Wybrane diody stosowane w sondach woltomierzowych

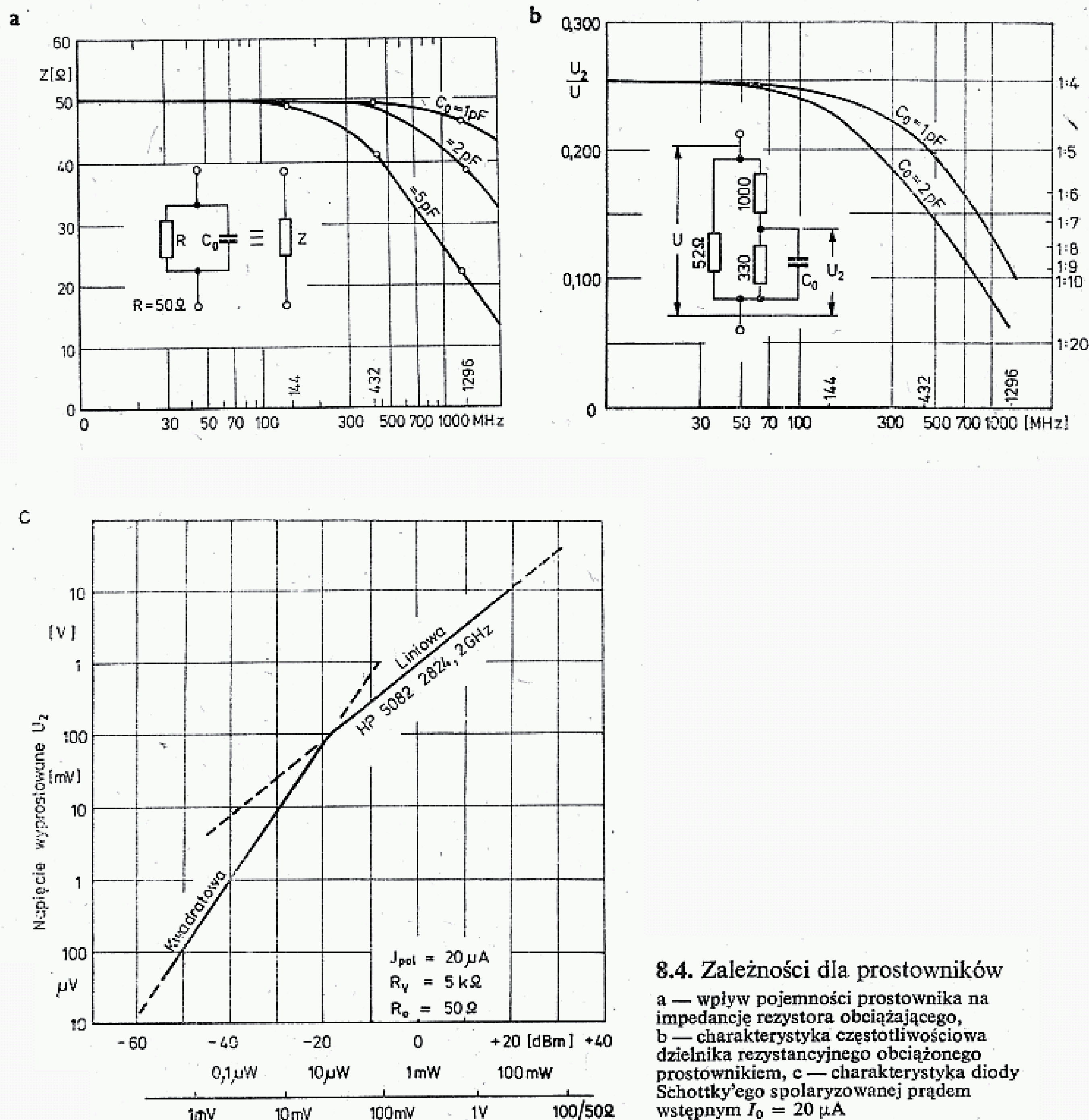
Typ	$U_{R\,max}$ [V]	U_F/I_F [V/mA]	U_R przy $I_R = 10\ \mu A$ [V]	t_{rr}/U_R [ns/V]	C_r/U_R [pF/V]
BA159	1000	1,3/400		500	1,6/1000
AAP120	100	2,2/25			
AAP155	50	1,5/16			
DG52	35	0,6/35			
BAVP10	50	0,9/30		4	2,5/0
BAVP21	200	1,0/250		50/10	5/0
BAP795	50	1,0/75		2/6	2/0
BAYP61	75	1,0/100		4/6	4/0
BAYP95	50	0,8/200		2/6	2/0
DOG58	100	1,0/50	20		
AAYP37	25	0,5/150	20÷25		1/0
BAY55	50	1,0/225		2	2
BAY21	350	0,8/250		1000	1,2/350
BA182	35	1,2/100			1,5/3
Schottky	25	0,6/30	10÷15	0,05	0,85



8.3. Zależność pojemności diody pokazanej w układach 8.1a i b od napięcia wyprostowanego $U_0 = U_R$

kowej. Przy pomiarze na przykład mocy 100 W/50 Ω napięcie $U_m = 100$ V i stosuje się dzielnik 1:5, np. $C_1 = 1$ pF, a $C_2 = 5$ pF, zmniejszone o pojemność diody. Ponieważ jest ona zależna od mierzonego napięcia, układ taki wymaga specjalnego skalowania.

Przy powyższych pomiarach zakładano sinusoidalny przebieg napięcia w.cz. Jeśli zawiera ono wyższe harmoniczne, to nie można za pomocą wzoru (8.2) obliczyć wartości skutecznej na podstawie zmierzonej wartości maksymalnej U_m. Przy pomiarze przebiegu piłokształtnego otrzymuje się wartości U o około 4% za duże (+0,3 dB), a przy przebiegach prostokątnych o 10% za małe (−0,8 dB). W urządzeniach profesjonalnych i nowocześniejszych amatorskich stosuje się prostowanie na kwadratowym odcinku charakterystyki diody, co umożliwia otrzymywanie dokładnej wartości skutecznej napięcia, także dla przebiegu niesinusoidalnego (rys. 8.4c). Przy małych napięciach diody mają dużą rezystancję wewnętrzną i wy-



8.4. Zależności dla prostowników

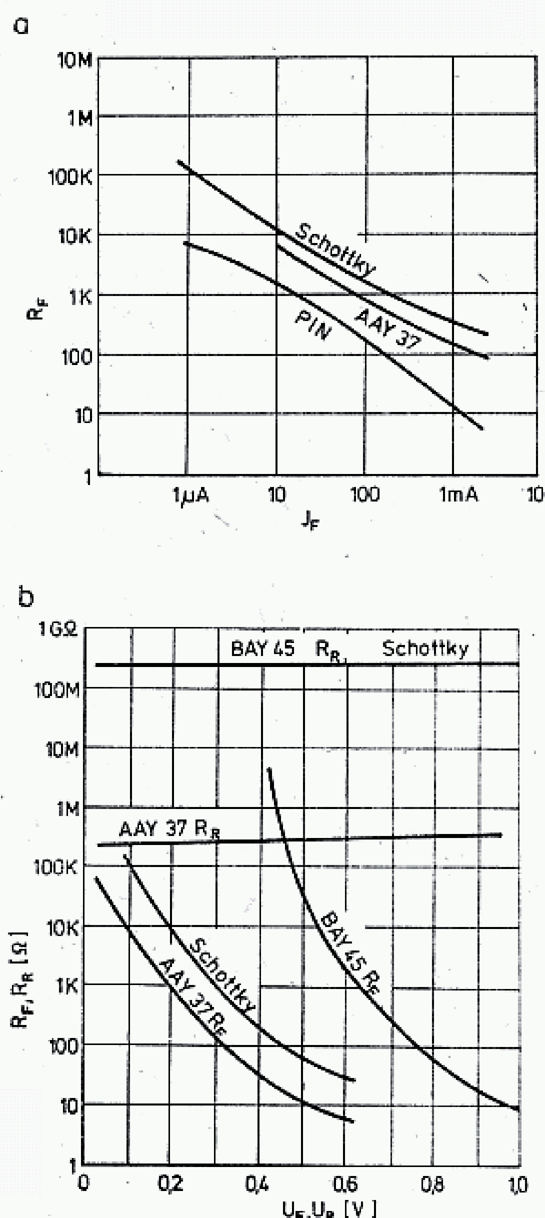
a — wpływ pojemności prostownika na impedancję rezystora obciążającego, b — charakterystyka częstotliwościowa dzielnika rezystancyjnego obciążonego prostownikiem, c — charakterystyka diody Schottky'ego spolaryzowanej prądem wstępnym $I_0 = 20\ \mu A$

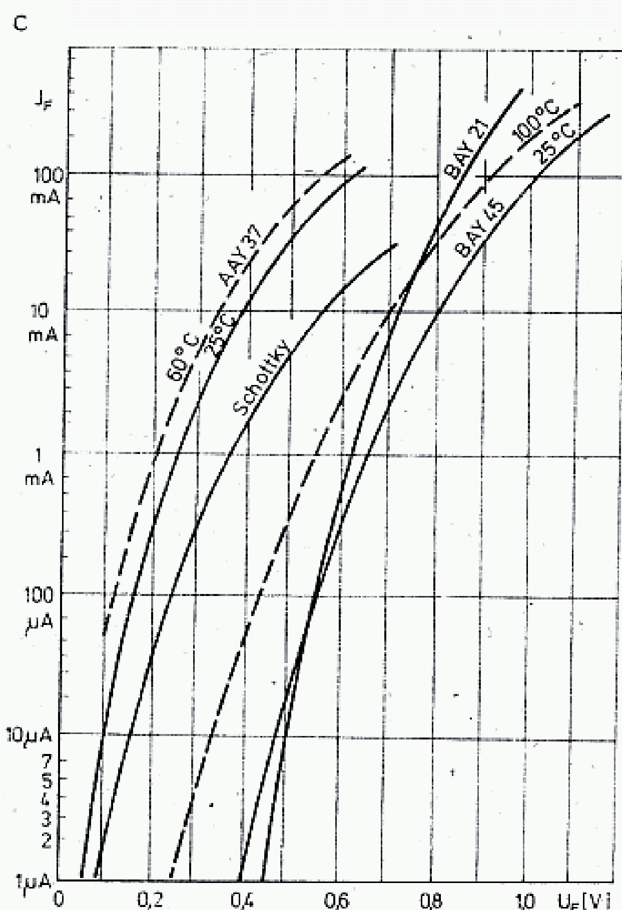
magają mierników o dużej rezystancji wewnętrznej: rzędu 10 MΩ przy diodach Schottky'ego, a przy AAY37 rzędu 100 kΩ ze względu na ich małą rezystancję R_R (rys. 8.5).

Aby poprawić zdolności prostownicze diody przy małych napięciach stosuje się wstępną polaryzację diod prądem $20 \div 50\ \mu A$, przesuwając punkt pracy na odcinek o mniejszej rezystancji (rys. 8.4c i 8.5a, c), [2, 3].

8.1.2 Rezystory obciążenia

Warunkiem poprawnego pomiaru mocy metodą napięciową jest obciążenie źródła czystą rezystancją. Stosuje się rezystory rurkowe, metalizowane o odpowiedniej mocy. Zamyka się je w obudowie zapewniającej bezodbiciowe obciążenie. Wymaga to zachowania impedancji falowej Z_0 aż do początku rezystora i następnie malejącej





8.5. Charakterystyki diod

a — zależności rezystancji w kierunku przewodzenia od prądu I, b — zależność rezystancji w kierunku przewodzenia R_F i zaporowym R_F od napięcia, c — zależność prądu od napięcia w kierunku przewodzenia

zgodnie z malejącą pozostałą częścią rezystora tj. R_x w odległości X od miejsca zwarcia (rys. 8.6). Stożki wejściowe powinny mieć średnice wynikające z zależności:

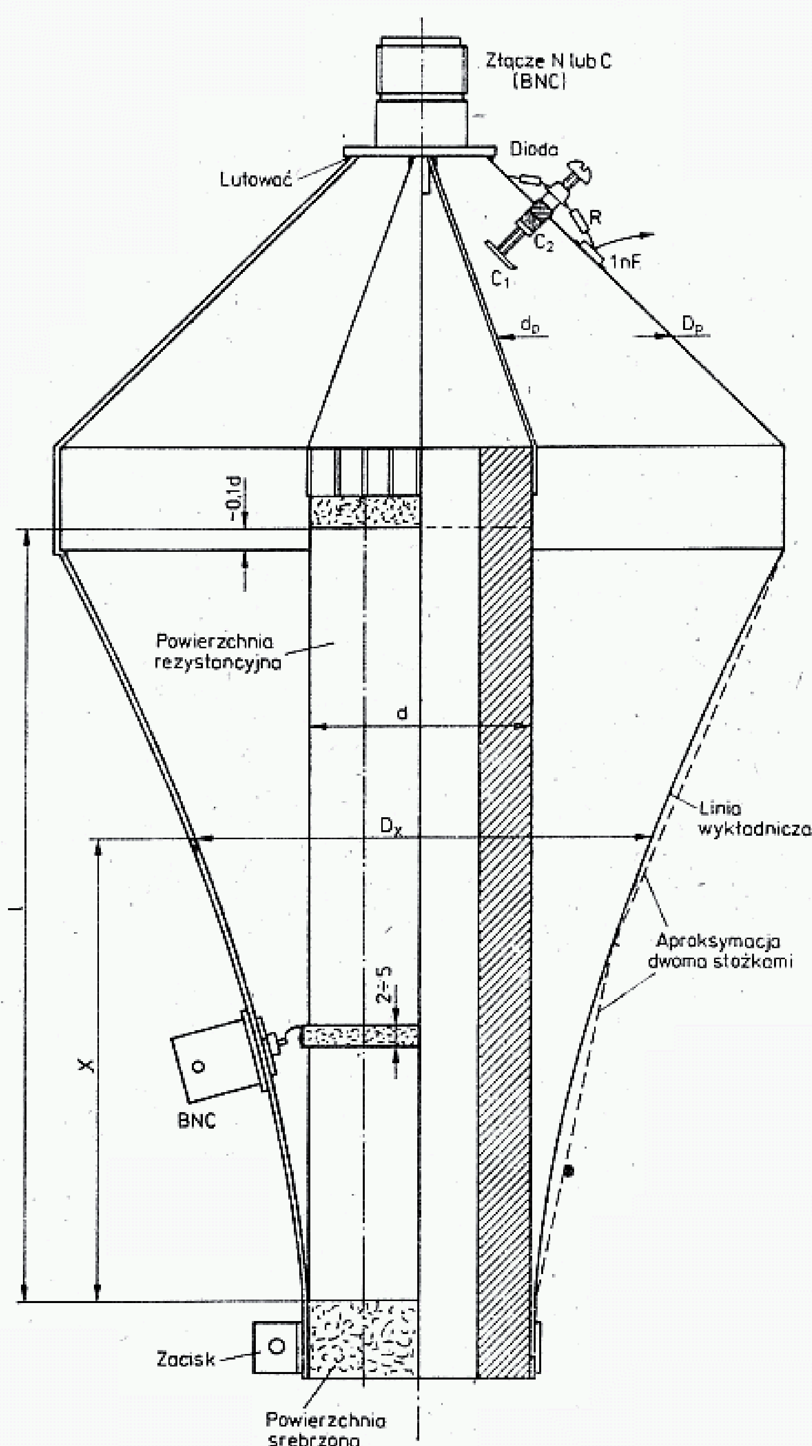
$$Z_0 = 138 \lg(D_p/d_p) = 60 \ln (D_p/d_p) \tag{8.3}$$

Dla $Z_0 = 50\ \Omega$ otrzymuje się $D_p/d_p = 2{,}3$, dla $Z_0 = 75\ \Omega$ $D_p/d_p = 3{,}5$.

W odległości X od zwartego końca rezystora o rezystancji R_0 i długości l rezystancja $R_x = R_0 \cdot x/l$; stąd średnica obudowy D_x rezystora o średnicy d powinna wynosić:

$$D_x = d \cdot e^{\frac{R_x}{60}} = d \cdot 10^{\frac{R_x}{138}} \tag{8.4}$$

W tablicy 8.2.1 podano wymiary D_x tworzącej stożka dla kilku najczęściej spotykanych rezystorów obciążenia o długości całkowitej l_c, długości części rezystancyjnej l_R i średnicy d. W praktyce krzywą wykładniczą zastępuje się dwoma stożkami, tak jak pokazano na rys. 8.6. Jeśli powierzchnia rezystora nie jest kryta emalią, to na rezystor można nałożyć opaskę dla odprowadzenia części napięcia do



8.6. Obciążenie rezystancyjne dużej mocy. Obudowa z blachy mosiężnej lub białej. Stożek wykładniczy może być zastąpiony dwoma stożkami liniowymi. Wymiary podano w tablicy 8.2.1

Tablica 8.2.1

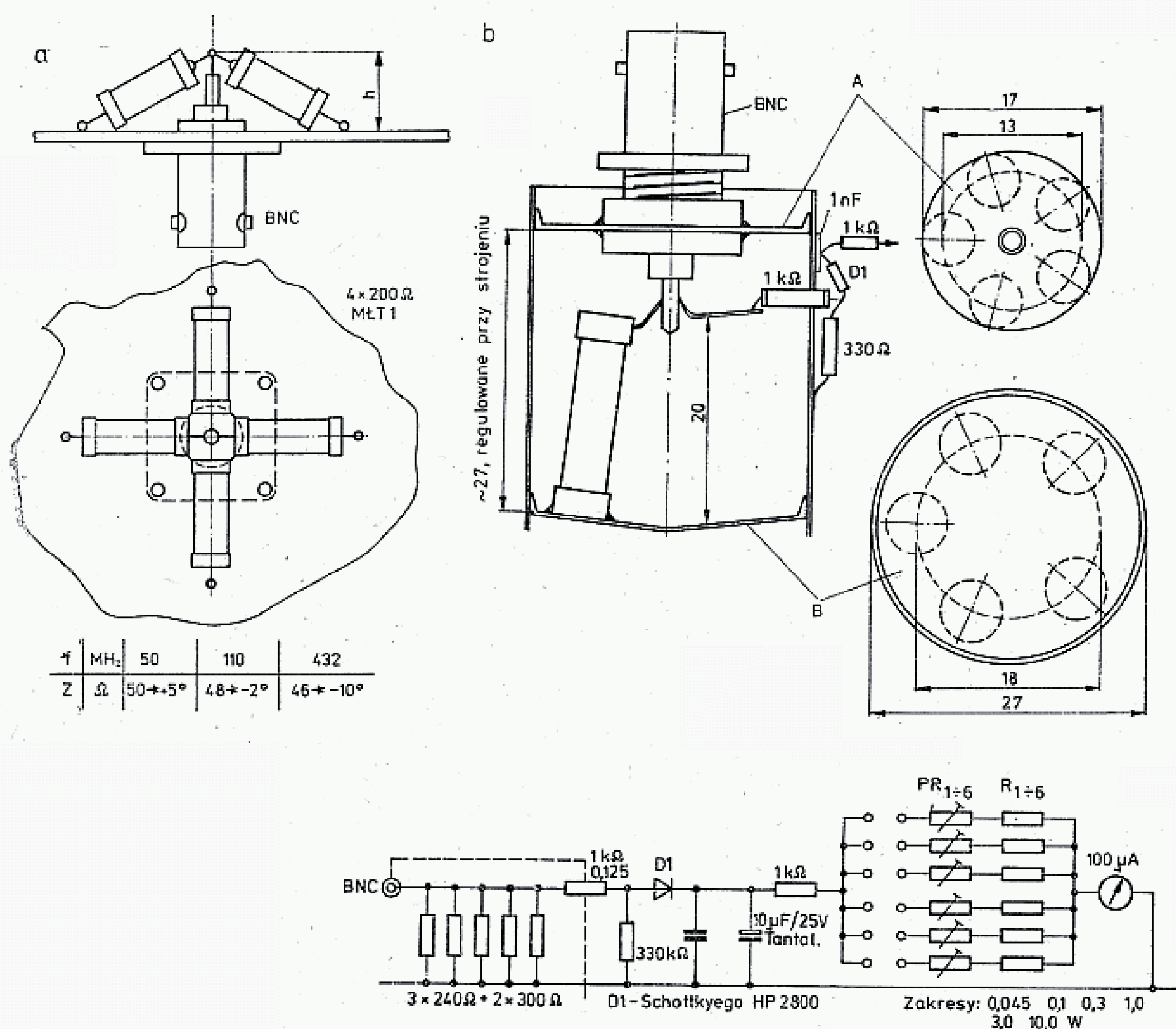
Wymiary obciążeń rezystancyjnych (rys. 8.6)

Rodzaj rezystora				Odległość od zwartego końca						
				x/l	1,0	0,8	0,6	0,4	0,2	0
					Stosunek średnic D_x/d przy					
R_0	l_c/l_R	d	P_m	$Z_0 = 75\,\Omega$	3,50	2,72	2,12	1,65	1,28	1
				$Z_0 = 50\,\Omega$	2,30	1,95	1,65	1,40	1,18	1
					Średnice stożka D_x [mm]					
75	230/160	27	25		94,5	73,2	57,2	44,5	34,6	27
75	157/130	35	25		122	94,6	74,2	57,8	44,8	35
75	223/193	43	50		150	116	91	71	55	43
50	248/230	43	50		99	84	71	60	51	43

Tablica 8.3.1

Napięcia w.cz. na rezystorze obciążenia (U_{skut})

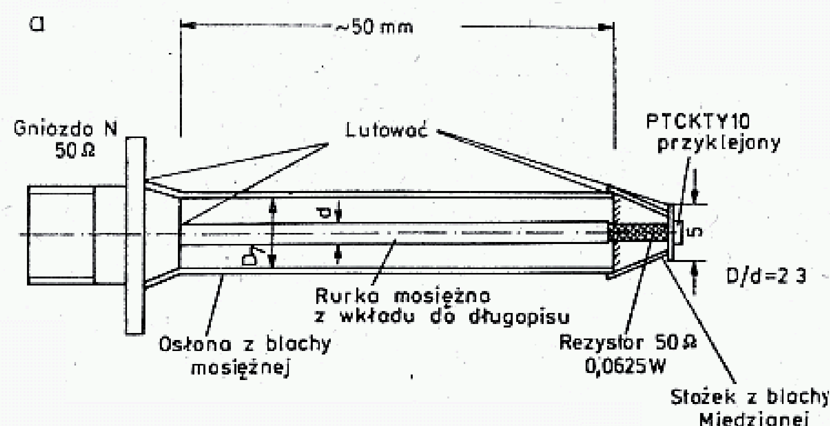
R	1000 W	100 W	10 W	1 W	0,1 W	10 mW	1 mW	0,1 mW	10 µW
50	223	70,7	22,3	7,1	2,23	0,72	0,22	0,07	0,02
75	274	86,6	27,4	8,7	2,74	0,87	0,27	0,08	0,03

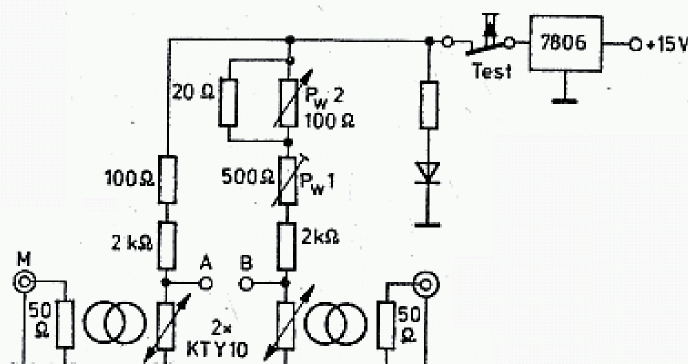


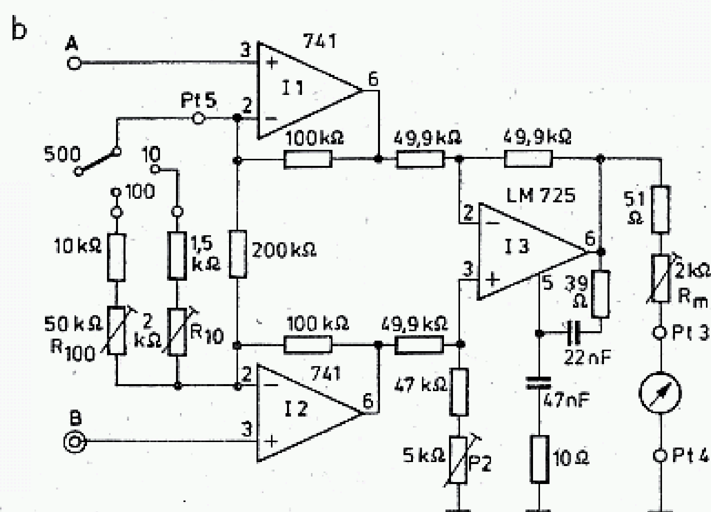
8.7. Obciążenie rezystancyjne złożone. Impedancja wejściowa zależy od indukcyjności i pojemności montażowych,
a — układ o mocy chwilowej do 8 W, b — miernik mocy 10 mW — 30 W/50, wg SP6LB

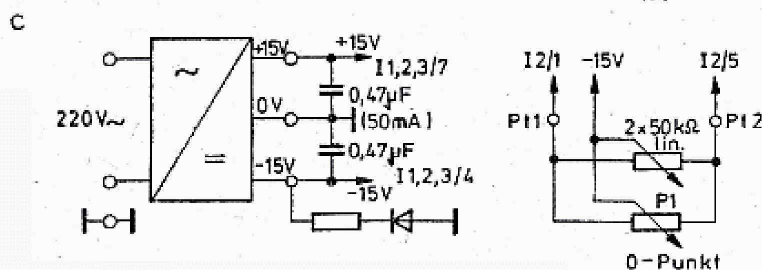
prostownika. Nisko umieszczony dzielnik praktycznie nie wpływa na impedancję wejściową rezystora i zakres częstotliwości będzie zależał od właściwości prostownika. Jeśli rezystor jest pokryty emalią, to stosuje się dzielnik pojemnościowy (rys. 8.6). Jako kondensatory stosuje się trymer ceramiczny o pojemności 3÷5 pF i wlutowuje go tak jak kondensator przepustowy. Śrubę trymera należy przedłużyć i zakończyć płytką tworzącą pojemność C_1, którą wkręcając śrubę można zmieniać. W tablicy 8.3.1 zestawiono napięcia występujące na rezystorze przy określonych mocach i rezystancjach.

Przy mniejszych mocach można stosować układy złożone z kilku rezystorów, np. MŁT 1 łączonych równolegle (rys. 8.7). Rezystory te umożliwiają kilkusekun-









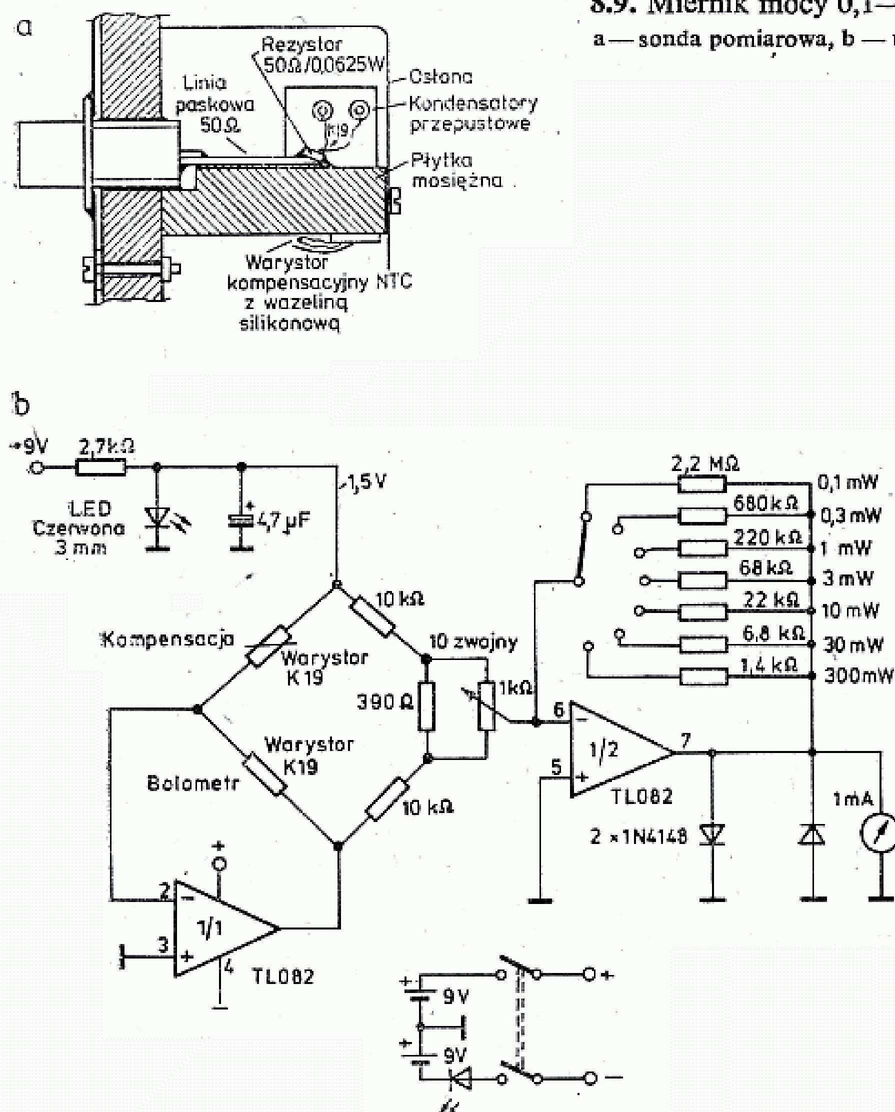
8.8. Miernik mocy o zakresach 10 mW, 100 mW i 500 mW, wg DF7QF [4]

a — sondy pomiarowe, b — wzmacniacz, c — zasilanie

dowe przeciążenie mocą nawet 3-krotnie większą. Należy wybierać rezystory metalowe bez naciętej spirali (p. rozdz. 3.2). Indukcyjność połączeń i rezystora oraz pojemności elementów powodują, że impedancja układu zależy od częstotliwości. Na rysunku 8.7b pokazano układ stosowany przez autora do pomiaru mocy 45 mW do 30 W, w zakresie do 500 MHz z poprawkami jak na rys. 8.4b.

8.1.3 Układy do pomiaru mocy

W literaturze amatorskiej opisano wiele układów do pomiaru małych mocy w zakresie od 1 μW do 100 mW, opartych na pomiarze napięcia lub temperatury rezystora obciążającego. Znajdują one zastosowanie do bezpośredniego pomiaru małych mocy heterodyn lub do pomiaru dużych mocy za pośrednictwem sprzęgaczy kierunkowych (p. rozdz. 3.11).



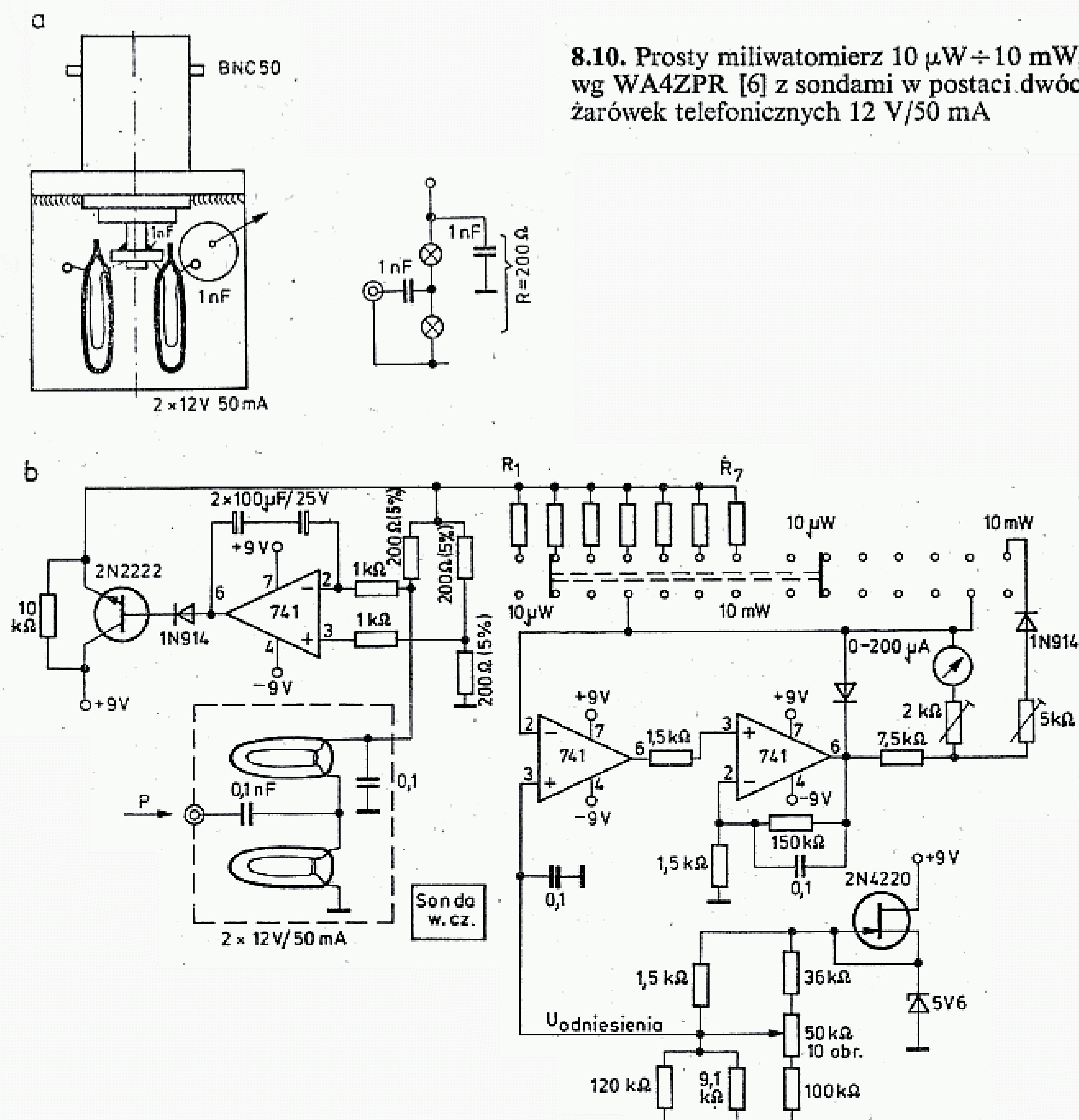
8.9. Miernik mocy 0,1—300 mW, wg DJ4GC [8]
a — sonda pomiarowa, b — układ

W układzie wg DF7QF [4] pokazanym na rys. 8.8a zastosowano pojedynczy rezystor 51 Ω/0,0625 W zamykający linią współosiową. Na końcu rezystora, na płytce miedzianej Ø 5 mm przyklejono klejem epoksydowym warystor PTC KTY10 o rezystancji 2000 Ω, włączony do automatycznego mostka Wheatstone'a. Układ wskazań ma zakresy: do 10 mW, do 100 mW i do 500 mW. Miliwatomierz może być stosowany dla prądu stałego i dla zmiennego (częstotliwości do kilku GHz).

W układzie pokazanym na rys. 8.9 wg DJ4GC [8] na końcu linii paskowej przylutowano rezystor 50 Ω, a na nim naklejono mikrowarystor NTC K19 (firmy Siemens), o średnicy 0,4 mm i drugi podobny pod płytką dla kompensacji zmian temperatury otoczenia. Mostek Wheatstone'a umożliwia pomiar mocy w 7 zakresach od 0,1 mW do 300 mW, dla częstotliwości do kilku GHz. W układzie tym dla częstotliwości 11 GHz tłumienie odbicia A_r = 10 dB (WFS = 2).

HB9MIN w [5] opisał układ mikrowatomierza na zakres od 1 μW do 10 mW dla częstotliwości 10 MHz do 14 GHz, w którym zastosował mikrotermopary Narda model 8421. Są one jednak bardzo drogie.

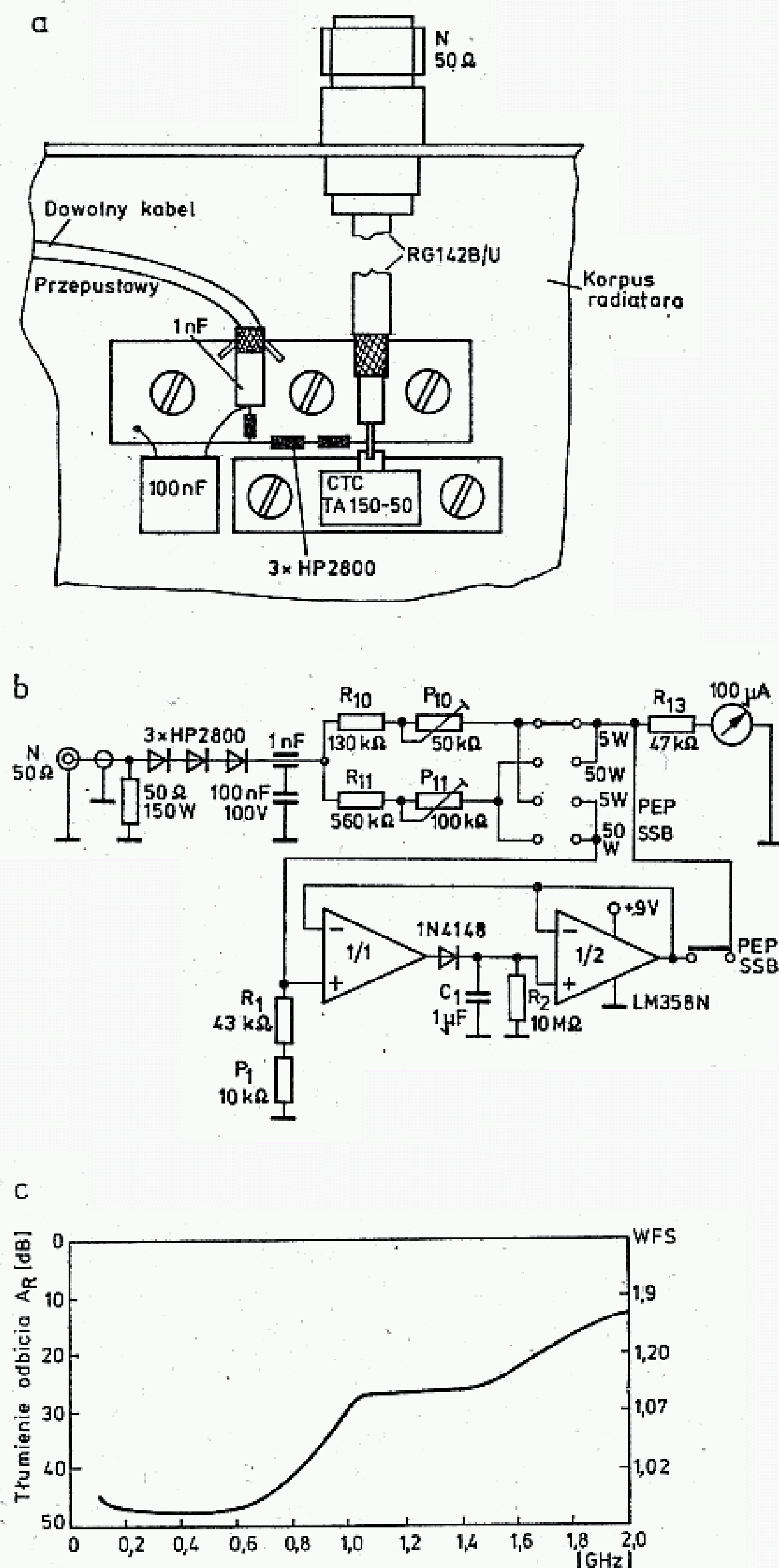
Prosty układ, możliwy do wykonania przez średnio zaawansowanego amatora pokazano na rys. 8.10. Dwie żarówki telefoniczne 12 V/50 mA o rezystancji



8.10. Prosty miliwatomierz 10 μW÷10 mW, wg WA4ZPR [6] z sondami w postaci dwóch żarówek telefonicznych 12 V/50 mA

około 60 Ω (na zimno) są połączone szeregowo, a dla prądów w.cz. równolegle. Przez żarówki płynie prąd podgrzewający sterowany przez mostek automatyczny, sprowadzający się do stanu równowagi. W stanie równowagi żarówki dla w.cz. mają rezystancje 50 Ω. Jeśli do tak podgrzanych żarówek zostanie doprowadzona niewielka moc w.cz., to wzrośnie ich temperatura, a co za tym idzie — zwiększy się rezystancja; stwierdzi to mostek i zmniejszy prąd podgrzewający. Mierząc wartość zmiany prądu podgrzewającego można określić moc prądu w.cz. Układ ma zakresy pomiarowe od 0,2 μW do 10 mW i jest stosowany w zakresie 1÷500 MHz.

Na rysunku 8.11 pokazano układ miernika mocy 5/50 W, pracującego do częstotliwości 1,3 GHz wg DF8CA [2]. W układzie tym zastosowano rezystor obciążenia CTC TA150-50 [13]. Jest on zasilany kablem teflonowym RG142B/4

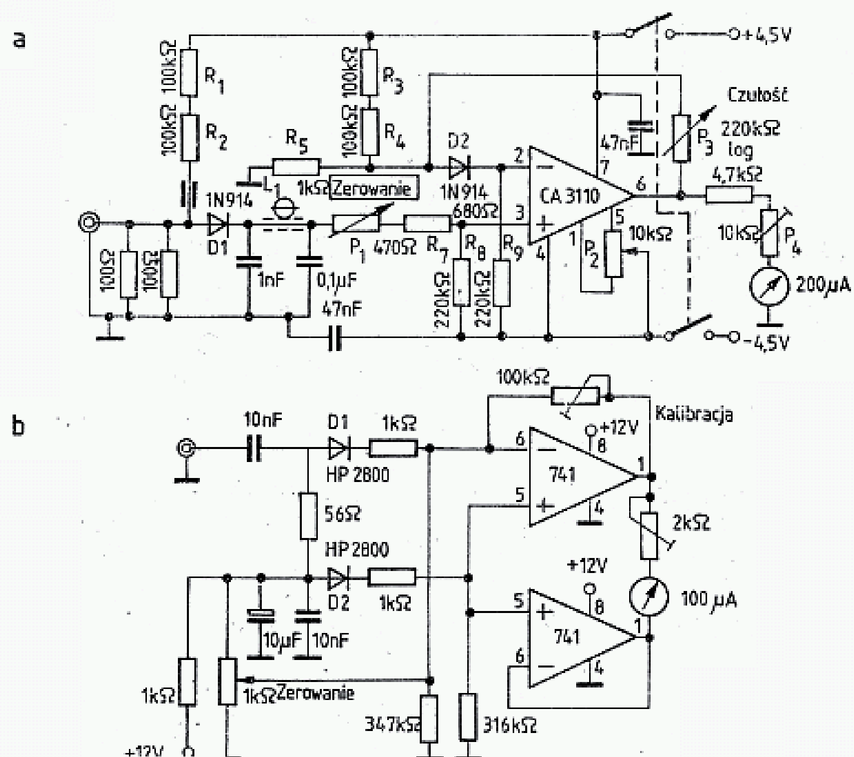


8.11. Miernik mocy 5/50 W do 1,3 GHz, wg DF8CA [2]

a — sposób mocowania rezystora CTC 50 Ω na radiatorze i montaż trzech diod Schottky'ego, b — układ pomiarowy, c — tłumienie odbicia A_R

50 Ω z gniazda *N*. Napięcie w.cz. przy 50 W i 50 Ω wynosi 50 V i dlatego zastosowano trzy szeregowo połączone diody Schottky'ego HP 5082-2800. Rezystory szeregowe R_{10}, P_{10} i R_{11}, P_{11} służą do nastawienia zakresów 5 W i 50 W. Dla poziomu mocy szczytowej PEP przy modulacji SSB dołącza się wzmacniacz LM358 lub 2× ULY7741 o wzmocnieniu $K = 1$, między którymi włączono obwód C_1R_2 o stałej czasu 10 s. W tym przypadku miernik wymaga zasilania ze źródła pomocniczego.

Na rysunku 8.12a pokazano prosty miliwoltomierz wg LA8AK [9], w którym do pomiaru napięcia na rezystorze 50 Ω zastosowano wstępnie spolaryzowaną diodę 1N914 (równoważną diodzie BAP795). Druga dioda, także spolaryzowana, dołączona do wejścia odwracającego (*2*) wzmacniacza operacyjnego, kompensuje zmiany temperatury otoczenia. Obie diody stykają się korpusami. Miernik mierzy moc od −40 dBm do +20 dBm.



8.12. Mierniki mocy z diodami spolaryzowanymi prądem wstępnym

a — wg LA8AK [9] na zakres −40 dBm do +20 dBm,
b — wg N6YC [7] na zakres 5÷50 μW

Na podobnej zasadzie działa miernik pokazany na rys. 8.12b, opisany przez N6YC w [7]. Diody Schottky'ego HP2800, spolaryzowane prądem 15—25 μA pracują na parabolicznym odcinku charakterystyki (−40 dBm do −10 dBm), mierzą więc wartość skuteczną. N6YC wybrał jeden zakres: −23÷−13 dBm (5÷50 μW), a większe moce mierzy przez kalibrowany tłumik. Mniejsze moce można mierzyć włączając szerokopasmowy wzmacniacz o ustalonym wzmocnieniu (p. rozdz. 5.5).

8.1.4 Pomiar dużych mocy

W nadajnikach dużej mocy, rzędu 1 kW stosuje się pośrednią metodę pomiaru mocy. Nadajniki te mają wymuszone chłodzenie, za pomocą dmuchawy. W czasie normalnej pracy nadajnika obciążonego dopasowaną anteną mierzy się moc doprowadzoną do stopnia końcowego (U_{aa} i I_a) oraz temperatury na wlocie i wylocie powietrza z dokładnością do 0,5°. Następnie odłącza się układ wzbudzania nadajnika, a punkt pracy lampy (S_1) należy tak zmieniać, aby płynący przez lampę prąd I_{a0} dał ten sam przyrost temperatury powietrza. Moc w.cz. oblicza się w przybliżonej zależności:

$$P_{\text{w.cz.}} = U_{aa}(I_a - I_{a0}) \tag{8.5}$$

Moc doprowadzona do gniazda wyjściowego nadajnika jest mniejsza o moc strat w obwodach rezonansowych, ekranach i obwodach sprzęgających.

8.2 Pomiary parametrów linii

Najczęściej mierzonymi parametrami linii są:
— impedancja falowa linii Z_0,
— współczynnik skrócenia K,
— tłumienie A_L lub tłumienność $\alpha = A_L/l$.
Parametry te zostały opisane w rozdz. 3 i 7 oraz w literaturze [VII/1].

8.2.1 Impedancja falowa linii

Impedancję falową linii symetrycznej i współosiowej wyznacza się na podstawie jej wymiarów (p. rozdz. 3.5 i 3.6) lub mierzy za pomocą mostka w.cz. Należy wykonać dwa pomiary, w pierwszym mierzy się impedancję linii zwartej Z_s, w drugim linii otwartej Z_l. Impedancję falową można wyznaczyć ze wzoru:

$$Z_0 = \sqrt{Z_s \cdot Z_l} \tag{8.6}$$

Jeśli nie ma mostka impedancji w.cz., to można posłużyć się mostkiem RLC, wyznaczyć najpierw indukcyjność L_0 zwartego odcinka linii, a następnie pojemność tego odcinka przy otwartym końcu C_0. Mostki RLC mierzą najczęściej przy częstotliwości 1 kHz i dobre wyniki otrzymuje się dla długości linii $2 \div 20$ m.

Impedancję falową określa wzór:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \quad [\Omega, \text{H}, \text{F}] \tag{8.7}$$

W liniach współosiowych z pełnym dielektrykiem $\varepsilon_r = 2{,}3$ impedancję falową można wyznaczyć także mierząc śrubą mikrometryczną lub suwmiarką średnicę d żyły środkowej i izolacji pod ekranem D. Dla kabli o impedancji $Z_0 = 50\ \Omega$ stosunek $D/d = 3{,}4$, a dla $Z_0 = 75\ \Omega$ $D/d = 6{,}6$ (tabl. 7.1.1).

8.2.2 Współczynnik skrócenia

Współczynnik skrócenia $K = 1/\sqrt{\varepsilon_r}$, potrzebny do wyznaczenia długości fizycznej linii l przy obliczeniowej długości elektrycznej $l_e (l = K \cdot l_e)$ dla kabli z pełną izolacją polietylenową przyjmuje się równy 0,66. W przypadku nieznanych linii lub w celu sprawdzenia należy uciąć odcinek kabla o dokładnie zmierzonej długości l ($2 \div 20$ m), zewrzeć jego jeden koniec pętlą o średnicy 1 cm i zbliżyć do generatora RUFG4. Należy zmierzyć kolejne częstotliwości rezonansowe, odpowiadające długościom elektrycznym $l_e = \lambda/4$, $3/4\lambda$, $5/4\lambda$ itd. i na tej podstawie wyliczyć K. Pomiary można skontrolować zwierając linię na drugim końcu.

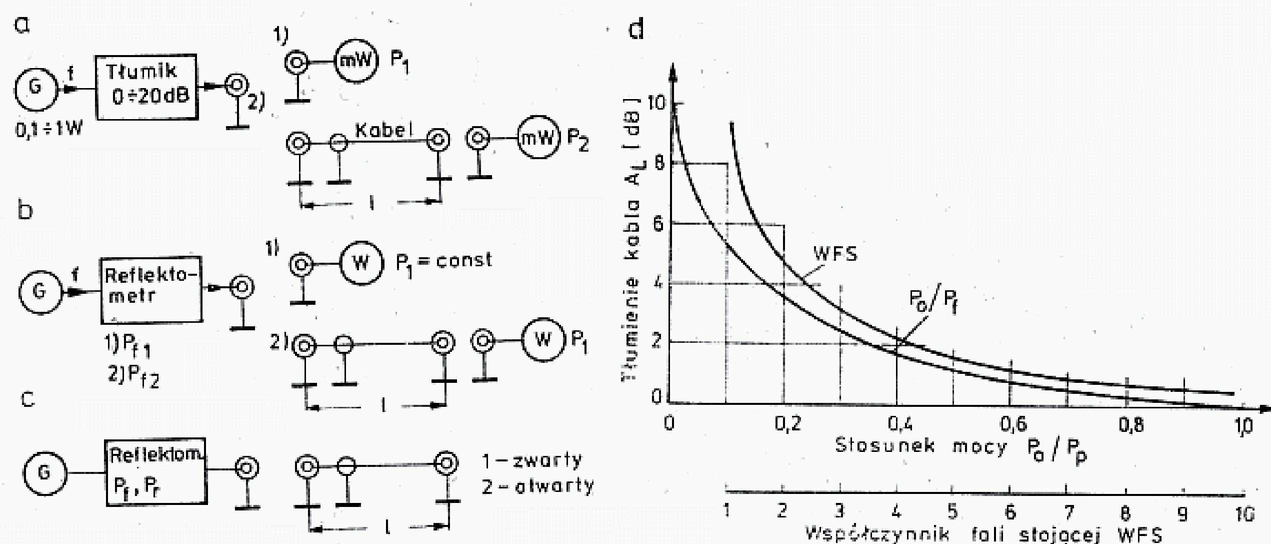
Rezonanse powinny wystąpić teraz przy długościach elektrycznych $l_e = \lambda/2$, λ, $3/2\lambda$ itd. Aby uzyskać bardzo dokładne pomiary, częstotliwości należy kontrolować częstościomierzem lub wyskalowanym odbiornikiem. Jako właściwy wynik można przyjąć średnią geometryczną z obu pomiarów, tj. $K = \sqrt{K_s \cdot K_l}$.

8.2.3 Tłumienie kabli

Tłumienie kabla, ważne szczególnie w urządzeniach o dużych wymaganiach mierzy się na kilka sposobów. Sposób podstawowy polega na bezpośrednim pomiarze różnicy mocy doprowadzonej do kabla P_1 i otrzymanej na jego wyjściu P_2. Pomiar należy przeprowadzać przy częstotliwości pracy. Tłumienie kabla wyznacza się w dB z zależności:

$$A_L = 10 \lg(P_1/P_2) \tag{8.8}$$

Dzieląc tłumienie A_L przez długość linii l można otrzymać tłumienność α_L. Otrzymany wynik można porównać z danymi z tablicy 7.1.1.



8.13. Pomiary tłumienia kabla

a — układ z miliwatomierzem, b — układ ze wskaźnikiem mocy i reflektometrem, c — układ tylko z reflektometrem, d — krzywe do obliczania tłumienia przy znanym P_0/P_p lub WFS

Na rysunku 8.13 pokazano klasyczną metodę pomiaru tłumienia. Generator o mocy około 1 W jest połączony przez tłumik nastawny 0÷20 dB z gniazdem G. Po dołączeniu miliwatomierza ustawia się moc generatora i tłumik w ten sposób, aby uzyskać pełne wychylenie P_1 na miliwatomierzu. Następnie watomierz należy włączyć przez badany kabel i nie zmieniając ustawień generatora i tłumika mierzyć moc P_2 na wyjściu kabla. Tłumienie oblicza się ze wzoru (8.8). Przy pomiarze musi występować zgodność impedancji tłumika, kabla i miernika mocy.

Jeśli nie dysponujemy wyskalowanym miliwatomierzem, lecz tylko rezystorem obciążającym z woltomierzem diodowym, to należy postąpić inaczej. Najpierw tłumik ustawia się na określoną wartość, np. 15 dB i taką moc generatora, by wskaźnik mocy włączony po tłumiku miał prawie pełne wychylenie. Po włączeniu badanego kabla między tłumik i wskaźnik mocy jego wskazania zmaleją. Zmienia się teraz nastawienie tłumika tak, by uzyskać poprzednie wskazanie na wskaźniku mocy. Tłumienie kabla A_L wynosi tyle, na ile należało zmniejszyć nastawienie tłumika. Aby uzyskać większe dokładności kabel powinien mieć co najmniej 10 m długości, a tłumik skoki co 0,1 dB. Zamiast wskaźnika mocy można włączyć także odbiornik z S-metrem po wyłączeniu automatyki.

Jeśli nie dysponuje się kalibrowanym tłumikiem, to pomiar można wykonać za pomocą reflektometru, stosowanego jako przelotowy wskaźnik mocy i wato-

mierza (rys. 8.13b). W pierwszym pomiarze mierzy się ustawioną na generatorze moc P_1 oraz wskazania na reflektometrze. W drugim pomiarze, po dołączeniu kabla sprawdza się na reflektometrze, czy moc doprowadzana z generatora jest taka sama. W wyniku niedopasowania może być ona mniejsza i wtedy należy ją zwiększyć kierując się wskazaniami reflektometra. Moc zmierzona na końcu kabla za pomocą watomierza P_2 służy do obliczenia tłumienia kabla (zal. 8.8). Jeśli nie ma watomierza, to szacunkową wartość tłumienia kabla można uzyskać robiąc dwa pomiary dobrym reflektometrem: mocy padającej P_p i odbitej P_0.

Tłumienie kabla można wyznaczyć ze wzoru:

$$A_L = 5\lg(P_p/P_0) \tag{8.9}$$

Wskazane jest wykonanie dwóch pomiarów: z kablem otwartym i zwartym i jeśli różnice są nieznaczne, jako wynik przyjmuje się wartość średnią. Jeśli różnice są duże, świadczy to o małej kierunkowości reflektometru. Szczególnie duże różnice mogą wystąpić w przypadku rezonansowych długości kabla. Wtedy można powtórzyć pomiary dla innej częstotliwości.

Aby ułatwić obliczenia można posłużyć się wykresem z rys. 8.13d lub, jeśli reflektometr ma podziałkę w wartościach *WFS* — to tłumienie kabla nieobciążonego można obliczyć ze wzoru:

$$A_L = 5\lg\left(\frac{\varrho-1}{\varrho+1}\right)^2 \tag{8.10}$$

Jeśli jako generator do tych pomiarów jest stosowany nadajnik z automatyczną regulacją mocy (ALC), to mogą wystąpić trudności z obciążeniem nadajnika. Wtedy na wyjściu nadajnika należy dołączyć rezystor $R = 2\cdot Z_0$ i do rezystora dołączyć układ pomiarowy z reflektometrem.

8.3 Pomiary dopasowania, reflektometry

W praktyce występują dwa różniące się poziomem mocy przypadki, w których mierzy się dopasowanie:
— gdy wejścia wzmacniaczy i mieszaczy wymagają mocy na poziomie mikrowatów,
— gdy wyjścia stopni mocy i wejścia antenowe wymagają mocy rzędu watów.

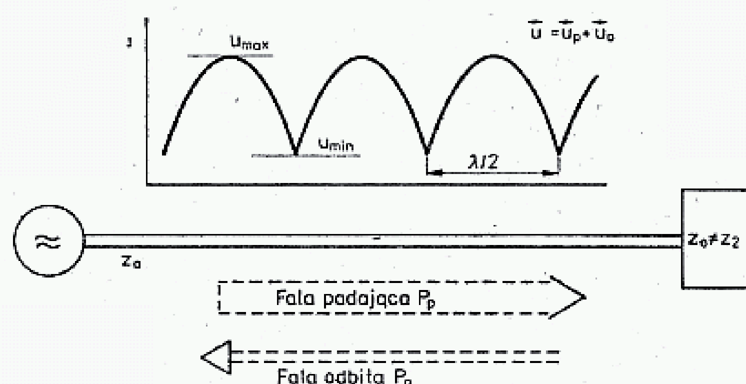
W pierwszym przypadku generatory mają poziom około -40 dBm, a pomiar przeprowadza się w układach mostkowych, w których wskaźnikiem zera są odbiorniki. W literaturze amatorskiej znajduje się kilka opisów tzw. cichego strojenia anten i pomiarów impedancji wejściowej wzmacniaczy (p. układ DJ7VY, [18]).

Przy większych mocach stosuje się reflektometry ze sprzęgaczami kierunkowymi (przelotowe), które mierzą moc padającą i odbitą od obciążenia, co umożliwia obliczenie mocy oddanej do obciążenia oraz jego impedancji. W układach złożonych pomiary te nie wystarczają do określenia miejsc występowania odbić. Aby zbadać ciągłość impedancyjną toru złożonego z kabli, przełączników i obciążeń w laboratoriach stosuje się bardzo nowoczesną metodę odbiciową, podobną do metody ultradźwiękowego badania jednorodności materiału, morskiej echo-sondy, czy też

radaru. Do badanej linii lub układu wysyła się synchronicznie bardzo krótkie (ps) impulsy prądowe. W miejscach nieciągłości ulegają one częściowemu odbiciu i powracają do generatora, gdzie obserwuje się je na dołączonym równolegle ekranie oscyloskopu. Na podstawie opóźnienia, kształtu, wielkości i fazy impulsów odbitych można ustalić miejsca i charakter nieciągłości. Reflektometry takie są nazywane reflektometrami w dziedzinie czasu (ang.: *time domain reflectometry* [19, 24]).

8.3.1 Podstawowe zależności

Obszerne opisy i objaśnienia podanych zależności znajdują się w literaturze (rozdz. 7 [1] oraz są podane przez WA1YTC w [14] i DF3CK w [12]. Przyjęto tu, zgodnie z polską literaturą profesjonalną, oznaczenia współczynnika fali stojącej (*WFS*) — ϱ i współczynnika odbicia Γ — choć w literaturze niemieckiej i w polskich publikacjach popularnych stosowane jest oznaczenie *WFS* — s, a współczynnik odbicia — r, lub inne (rozdz. 6 [1]).



8.14. Obraz fali stojącej w linii obciążonej niedopasowaną rezystancją

W linii o impedancji falowej Z_0, zasilanej z generatora, fala P_1 przemieszcza się od generatora do końca linii obciążonej impedancją Z_2. W przypadku linii stratnej do końca linii dojdzie moc $P_2 < P_1$, mniejsza o straty mocy w linii (por. rys. 7.4). Jeśli obciążenie jest dopasowane, tzn. $Z_2 = Z_0$, to cała moc P_2 przejdzie do obciążenia. Jeśli obciążenie nie jest dopasowane, tzn. $Z_2 \neq Z_0$, to do obciążenia przejdzie tylko część z mocy dochodzącej P_2, a pozostała moc P_0 ulegnie odbiciu. Fala odbita P_{02} wraca do początku linii ulegając osłabieniu do poziomu P_{01}.

Jeśli generator jest dopasowany do linii, to fala odbita powróci do generatora. W praktyce, gdy $Z_2 \neq Z_0$, to na wejściu $Z_1 \neq Z_0$ i generator jest dopasowywany do Z_1, a nie do Z_0. Na skutek tego fala odbita P_{01} ulega ponownemu odbiciu i jako P'_{01} dodaje się do fali R_1 tworząc falę padającą $P_{p1} = P_1 + P'_{01}$. W linii powstaje fala stojąca z minimum i maksimum napięcia i prądu (rys. 8.14). Na początku linii występują P_{p1} i P_{01}, zaś na końcu linii $P_{p2} < P_{p1}$ oraz $P_{02} > P_{01}$. Włączony w tych miejscach reflektometr wykaże na wejściu linii mniejszy *WFS* niż na jej wyjściu.

Stosunek mocy padającej P_{p2} do odbitej P_{02} w miejscu dołączenia obciążenia nazywa się tłumieniem odbicia (ang.: *return loss*, niem.: *Rückflussdämpfung*) i jest podawany zazwyczaj w dB:

$$A_R = P_p/P_0 \quad \text{oraz} \quad A_R = 10 \lg(P_p/P_0) \tag{8.11}$$

Gdy układ jest dopasowany, tj. gdy $Z_2 = Z_0$, to $P_0 = 0$, $P_2 = P_p$ i $A_R = \infty$.

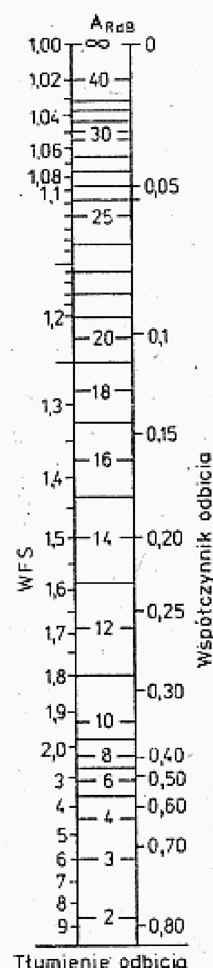
Fali padającej P_p odpowiada napięcie U_p, zaś odbitej P_0 napięcie U_0. Fale o tych napięciach biegną w przeciwnych kierunkach. W wyniku ich wektorowego dodawania otrzymuje się falę stojącą, w której wyróżnia się wartość $U_{max} = U_p + U_0$ oraz $U_{min} = U_p - U_0$ (rys. 8.14). Zmianę napięcia fali stojącej wzdłuż linii można łatwo zmierzyć za pomocą linii pomiarowej. Jest to linia współosiowa ze wzdłużną szczeliną, w której można przesuwać sondę napięciową. Mierząc odległość między kolejnymi minimami można określić długość fali λ [V/25, 41].

Współczynnik odbicia Γ (ang.: *reflection coefficient* — *r*) jest stosunkiem wektorów napięcia odbitego U_0 do napięcia padającego U_p. Moduł współczynnika odbicia:

$$|\Gamma| = \left|\frac{U_0}{U_p}\right| = \left|\frac{Z_2 - Z_0}{Z_2 + Z_0}\right| = \frac{\varrho - 1}{\varrho + 1} = \sqrt{\frac{P_0}{P_p}} = A_R^{-1/2} \tag{8.12}$$

Współczynnik fali stosjącej *WFS* (ang.: *Standing Wave Ratio*, *SWR*; amer.: *VSWR*), jest określony jako stosunek napięć fali stojącej:

$$\varrho = \frac{U_{max}}{U_{min}} = \frac{|U_p| + |U_0|}{|U_p| - |U_0|} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \geq 1 \tag{8.13}$$



8.15. Wykres do przeliczania WFS (ϱ), tłumienia odbicia (A_R) i współczynnika odbicia (Γ)

Z prostych przekształceń otrzymuje się praktyczne zależności:

$$\varrho = Z_2/Z_0 \quad \text{lub} \quad \varrho = Z_0/Z_2 \tag{8.14}$$

w zależności od tego, która z nich jest większa.

Wynika z tego jednak, że znając *WFS* nie można określić czy linia jest

obciążona za dużą, czy też za małą rezystancją. Jeśli jednak w szereg z obciążeniem włączy się rezystancje, np. 10 Ω, to kierunek zmiany *WFS* wskaże czy $Z_2 > Z_0$, czy też odwrotnie.

W czasach, gdy do badania dopasowania stosowano linię pomiarową mierząc U_{max} i U_{min}, na ich podstawie określano *WFS*. To kryterium oceny stopnia dopasowania przetrwało do chwili obecnej, choć przy pomiarach za pomocą reflektometru naturalnym miernikiem dopasowania staje się tłumienie odbicia A_R, będące stosunkiem dwóch wielkości bezpośrednio mierzonych przez reflektometr i obrazujące zależności energetyczne w układzie.

Na rysunku 8.15 pokazano zależności liczbowe między współczynnikiem odbicia Γ, tłumieniem odbicia A_R i *WFS*.

8.3.2 Sposób działania reflektrometru przelotowego

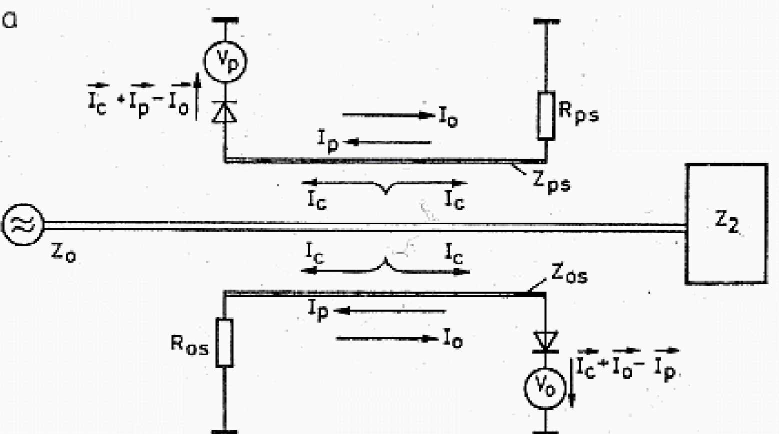
Reflektometr przelotowy jest połączeniem sprzęgacza kierunkowego (rozdz. 3.11) i miernika napięcia (rozdz. 8.1.1). Na rysunku 8.16a pokazano podstawowy schemat reflektometru ze sprzęgaczem zbudowanym na liniach o stałych rozłożonych. Fala padająca P_p, przechodząca od generatora do obciążenia indukuje w obu sprzężonych liniach l_p i l_0 prądy I_p. Na skutek występującego jednocześnie sprzężenia pojemnościowego płyną prądy I_C. Oba prądy I_p i I_C dodają się wektorowo na lewej stronie obu linii sprzężonych, odejmują zaś po prawej stronie. Jeśli na wyjściu reflektometru zostanie włączony rezystor $R_2 = Z_0$, to w linii nie ma fali odbitej. Jeśli w tych warunkach dobrać odpowiednią wartość sprzężenia indukcyjnego i pojemnościowego, to woltomierz V_p wskaże dużą wartość (sumę), a woltomierz V_0 wskaże wartość zerową (różnicę). Warunkiem jest jednak, aby rezystancja obciążenia linii sprzęgniętej R_{0s} była równa jej impedancji falowej Z_{0s}. W przeciwnym przypadku na rezystorze R_{0s} powstanie częściowe odbicie sumy prądów $I_p + I_c$, które po dojściu do woltomierza V_0 spowoduje jego nieznaczne wychylenie.

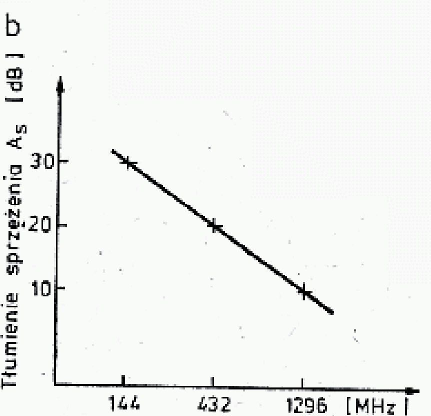
Jeśli w wyniku niedopasowania obciążenia, tzn. $Z_2 \neq Z_0$, wystąpi fala odbita P_0, która wyindukuje prądy I_0, to prąd ten doda się do I_C na prawej stronie sprzęgacza, a odejmie na lewej stronie. W ten sposób woltomierz V_0 wskaże wartość zależną od P_0, zaś V_p zależną od P_p.

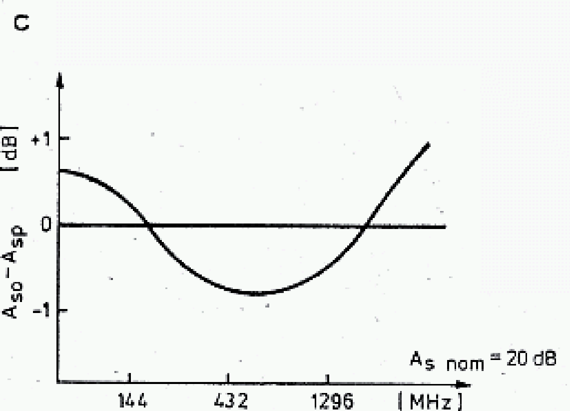
Wartość wypadkowego tłumienia A_s sprzężenia między linią główną a sprzężonymi l_p i l_0 określa się w dB (p. rozdz. 3.11). Stosowane są reflektometry ze sprzężeniem 3, 6, 10, 20, 30 lub 40 dB. Im silniejsze jest sprzężenie, tym większe są prądy indukowane i napięcia, lecz tym większe jest obciążenie wnoszone przez reflektometr, określane wartością tłumienia. Przy sprzężeniu $A_s = 3$ dB strata mocy wynosi $3{,}2 \div 3{,}5$ dB, jest więc duża. Przy sprzężeniu 20 dB strata mocy wynosi $0{,}2 \div 0{,}5$ dB.

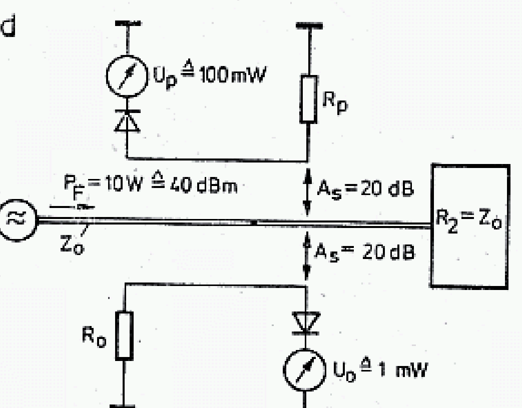
Wartość sprzężenia zależy od częstotliwości i konstrukcji sprzęgacza. Informacyjny przebieg tej zależności pokazano na rys. 8.16b. W sprzęgaczach szerokopasmowych nachylenie krzywej jest mniejsze.

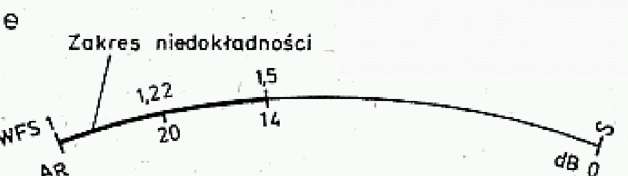
Opisany sposób pracy reflektometru jest przypadkiem idealnym. W rzeczywistości występują zakłócenia i następujące zjawiska wpływające negatywnie na pracę reflektometru:

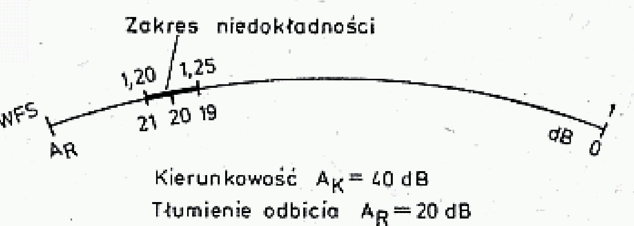

a
$\vec{I_c}+\vec{I_p}-\vec{I_o}$
V_p
R_{ps}
I_o
I_p
Z_{ps}
I_c
I_c
Z_o
Z_2
I_c
I_c
Z_{os}
I_p
I_o
R_{os}
V_o
$\vec{I_c}+\vec{I_o}-\vec{I_p}$

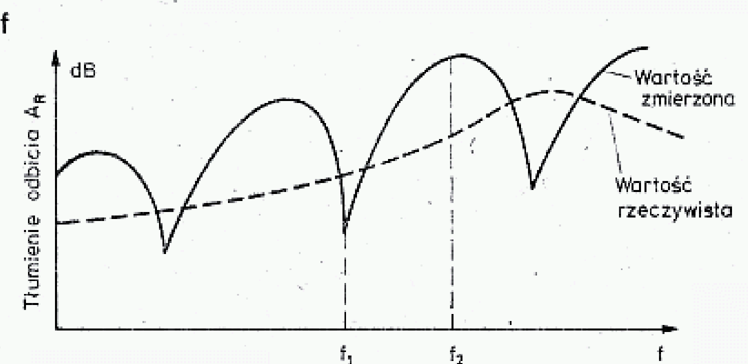

b
Tłumienie sprzężenia A_s [dB]
30
20
10
144
432
1296
[MHz]

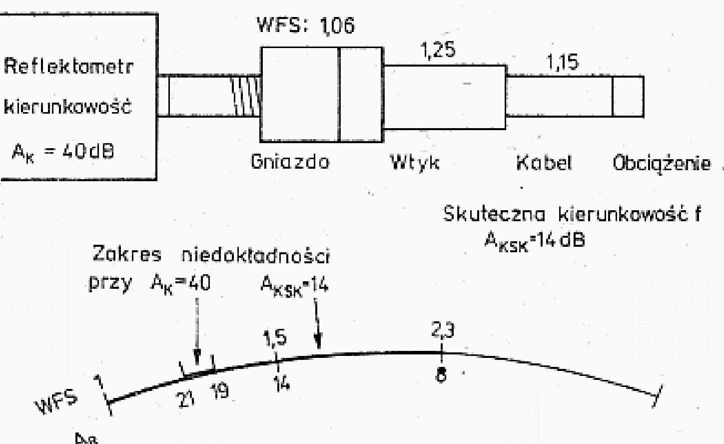

c
$A_{so}-A_{sp}$ [dB]
+1
0
-1
$A_{s\ nom}$ = 20 dB
144
432
1296
[MHz]

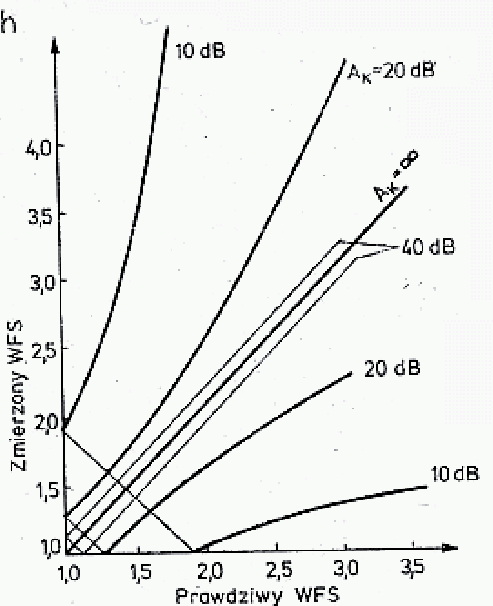

d
$U_p \triangleq 100$ mW
R_p
$P_F = 10$ W $\triangleq 40$ dBm
$A_s = 20$ dB
$R_2 = Z_o$
Z_o
$A_s = 20$ dB
R_o
$U_o \triangleq 1$ mW

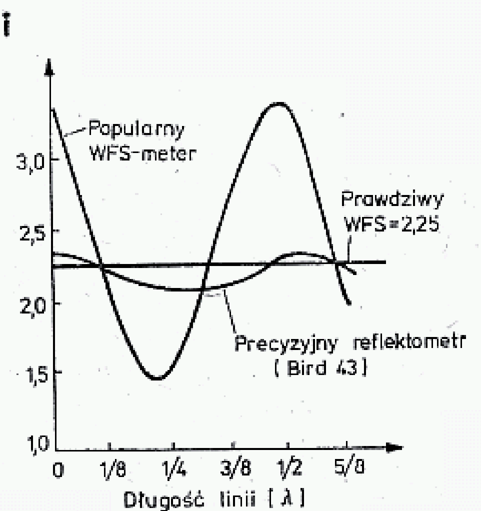

e
Zakres niedokładności
1,22
1,5
WFS 1
20
14
S
AR
dB 0
Kierunkowość $A_K = 20$ dB
Tłumienie odbicia $A_R = 20$ dB

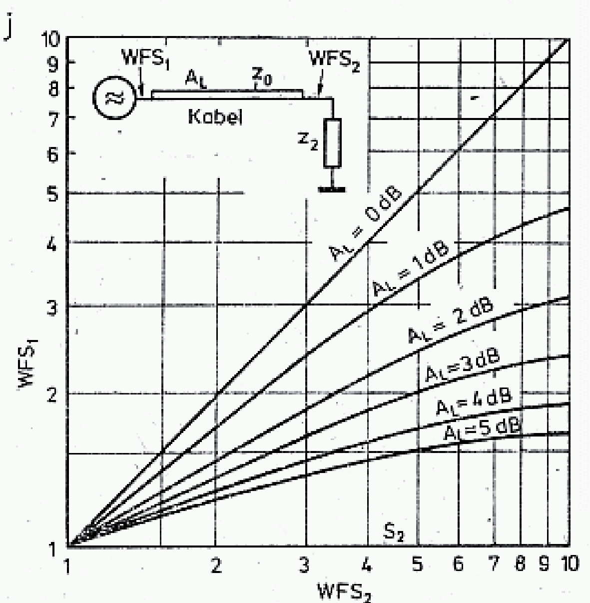

Zakres niedokładności
1,20
1,25
WFS
21 20 19
AR
dB 0
Kierunkowość $A_K = 40$ dB
Tłumienie odbicia $A_R = 20$ dB











8.16. Właściwości reflektometru

a — rozpływ prądów, b — zależność tłumienia sprzężenia od częstotliwości, c — różnica między sprzężeniami linii A_{s0} i A_{sp}, d — przykład złej kierunkowości, przy której, mimo dopasowania, stwierdza się falę odbitą o P_0 = 100 mW, e — zakresy niedokładności przy małej kierunkowości (A_K = 20 dB) i dużej (A_K = 40 dB), f — wpływ częstotliwości na mierzone tłumienie odbicia A_R przy małej kierunkowości A_K, g — odbicia na złączach i kablu powodują, że dobry reflektometr (A_K = 40 dB) wykazuje małą kierunkowość skuteczną (A_{Ksk} = 14 dB), h — zakres niedokładności odczytu WFS przy różnych kierunkowościach [15], i — wpływ długości kabla dołączającego niedopasowane obciążenie (*WFS* = 2,25) na wskazany *WFS* w popularnym mierniku *WFS* i dobrym reflektometrze, j — wpływ tłumienia kabla na odczytany WFS_1 przy rzeczywistym WFS_2

— niejednakowe sprzężenie linii głównej ze sprzężonymi, tj. $A_{s0} \neq A_{sp}$. Różnica tych sprzężeń może zależeć od częstotliwości; nie powinna być większa niż $\pm 0{,}2$ do $\pm 0{,}5$ dB (rys. 8.16c);
— nieliniowość charakterystyki woltomierzy, szczególnie istotna przy małych napięciach;
— odbicia na złączach i ewentualnie na dołączonym kablu; powstaje wtedy fałszywa fala odbita, mimo dobrego dopasowania obciążenia do linii głównej, tj. $R_2 = Z_0$;
— przenikanie części energii z kabli i układu mierzonego (anteny) oraz z generatora na drodze sprzężeń pasożytniczych, do linii sprzężonych l_p i l_0.

Podane zakłócenia powodują dodatkowe prądy dodające się wektorowo.

Jakość reflektometru określa się jego kierunkowością A_K (ang.: *directivity*, niem.: *Richtschärfe*), która określa stosunek mocy padającej wskazanej przez V_p do mocy odbitej wskazanej przez V_0, mimo obciążenia reflektometru dopasowaną rezystancją, tj. $R_2 = Z_0$. W dobrych reflektometrach kierunkowość wynosi 40 dB, w gorszych 20 dB.

Jeśli oznaczymy przez P_{vp} i P_{v0} moce odczytane na podstawie wskazań woltomierzy przy pełnym dopasowaniu, tj. $R_2 = Z_0$, to kierunkowość można określić z zależności:

$$A_K = 10 \lg \frac{P_{vp}}{P_{v0}} \tag{8.15}$$

W przypadku pokazanym na rys. 8.16d kierunkowość wynosi 20 dB.

Izolacja A_i (ang.: *Isolation*) reflektometru jest sumą tłumienia sprzężenia A_s i kierunkowości A_K:

$$A_i = A_s + A_K \quad \text{[dB]} \tag{8.16}$$

Wektory fali odbitej w linii l_0 i kierunkowości dodają się w różny sposób (wektorowo) tworząc margines niedokładności reflektometru.

Margines niedokładności (rys. 8.16e) wpływa na dokładność pomiaru tłumienia odbicia i *WFS*. Zależy on od kierunkowości A_k i od częstotliwości. Na rysunku 8.16d pokazano wartość rzeczywistą tłumienia odbicia A_R, zmierzoną metodą wektorową i wartość mało dokładną, zmierzoną reflektometrem o małej kierunkowości. Z pomiarów dla f_1 można by wnioskować o złym dopasowaniu obciążenia (małe A_R i duży *WFS*), a przy częstotliwości f_2 o bardzo dobrym dopasowaniu (duże A_R i małe *WFS*).

W wyniku niewielkich niedopasowań występujących na złączach i kablu dobry reflektometr zatraca kierunkowość. Na przykład reflektometr o kierunkowości $A_K = 40$ (rys. 8.16g) połączony z obciążeniem za pośrednictwem złącz z *WFS* 1,06 i 1,25 oraz kabla uzyskuje skuteczną kierunkowość, wynoszącą zaledwie $A_{k\,sk} = 14$ dB.

Na rysunku 8.16h pokazano zależność między rzeczywistym *WFS* i zmierzonym przez reflektometr o różnej kierunkowości skutecznej $A_{K\,sk}$ [15]. W zależności od położenia wektorów dla danego rzeczywistego *WFS* możliwe jest odczytanie *WFS* w obszarze między pokazanymi liniami granicznymi dla określonego $A_{k\,sk}$. Na przykład dla $A_K = 20$ dB i *WFS* = 2 odczytać można *WFS* 1,6 do 2,4.

Proste reflektometry mają małą wartość izolacji A_i w wyniku słabego ekranowania linii sprzężonych. Skutkiem tego prądy asymetrii płynące po powierzchni kabla obciążonego niedopasowanym obciążeniem ($R_2 \neq Z_0$) lub pole elektromagnetyczne anteny i nieszczelnego elektrycznie nadajnika dostają się do linii sprzężonych powodując zależność wskazanego *WFS* od długości kabla (rys. 8.16i) [15].

Dłuższe odcinki kabla wnoszą tłumienie A_L dla fali padającej i odbitej. Skutkiem tego reflektometr zmierzy na początku kabla WFS_1 mniejszy niż występuje on w rzeczywistości w miejscu dołączenia obciążenia (WFS_2). Można to wykorzystać do pomiaru tłumienia kabla (rys. 8.13d). Między WFS_1 (ϱ_1) i *WFS* (ϱ_2) i tłumieniem kabla A_L zachodzi zależność [23]:

$$\varrho_2 = \operatorname{cth}\left[\frac{1}{2}\ln\left(\frac{\varrho_1+1}{\varrho_1-1}\right) - \ln A_L\right] \tag{8.17}$$

gdzie: $A_L = 10^{0,05}\, A_L$ [dB].
Zależność tę zobrazowano na wykresie (rys. 8.16j).

Reflektometr można w prosty sposób sprawdzić:
— przy otwartym lub zwartym wyjściu powinno być $P_p = P_0$, czyli $U_p = U_0$;
— po dołączeniu dopasowanego rezystora $R_2 = Z_0$ bez składowej reaktancyjnej powinno być $U_0 = 0$ V;
— po odwrotnym dołączeniu reflektometru do generatora w obu poprzednich próbach wskazania nie powinny się zmienić;
— po dołączeniu rezystora $R_2 = 2Z_0$ wskazanie powinno wynosić $\varrho = 2$ przy zasilaniu z dowolnej strony; po dołączeniu rezystora $R_2 = 0{,}5\ Z_0$ wskazania nie powinny zmienić się;
— pomiar ten powtarza się przy stopniowo zmniejszanej mocy generatora; poniżej pewnej mocy wskazania U_0 będą szybko malały, co fałszywie świadczyłoby o poprawiającym się *WFS*. W rzeczywistości pomiary wkraczają w obszar marginesu niedokładności.

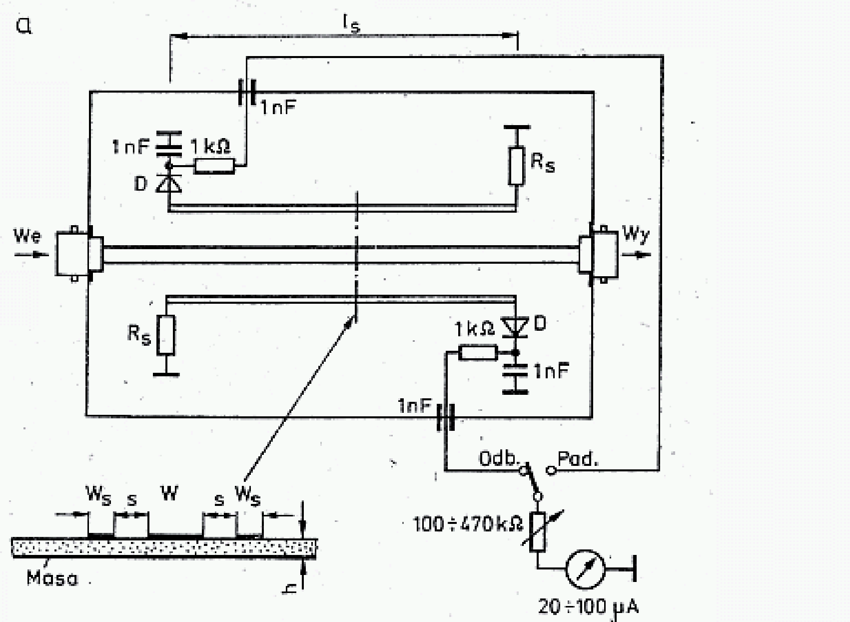
8.3.3 Przykłady wybranych reflektometrów

Proste mierniki *WFS* włącza się najczęściej między nadajnik a skrzynkę antenową lub kabel i służą one do bieżącej kontroli dopasowania układu antenowego do nadajnika oraz poziomu przesyłanej mocy. Rolę tę dobrze spełniają mierniki *WFS* opisane w [16]. Do dokładnych pomiarów należy jednak stosować reflektometry o dużej izolacji i kierunkowości.

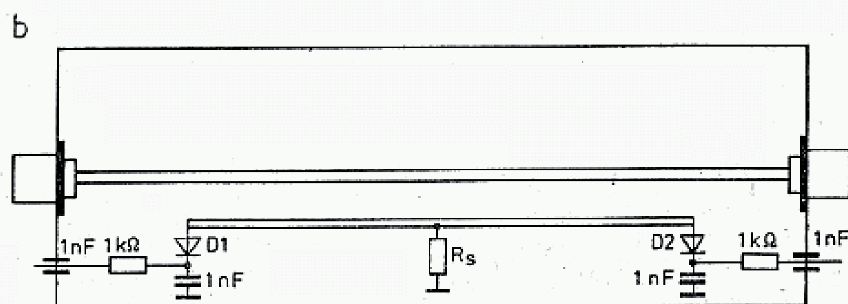
Przy projektowaniu reflektometru dobiera się wymiary linii głównej i sprzężonych na podstawie tablicy 3.5.1 lub wykresu (rys. 3.28a), zaś sprzężenie między nimi wg rys. 3.116. Do pomiaru przy małych mocach dobiera się tłumienie sprzężenia A_s około 10 dB, przy dużych mocach do 40 dB. Napięcie U_p dla maksymalnej mocy powinno wynościi kilka, a nawet kilkanaście woltów. Pozwala to na pomiar małych wartości P_0 i *WFS* około 1,1.

Na rysunku 8.17 pokazano dwa proste układy mierników *WFS* — reflektometrów zbudowanych na liniach paskowych. Rozwiązania konstrukcyjne mogą

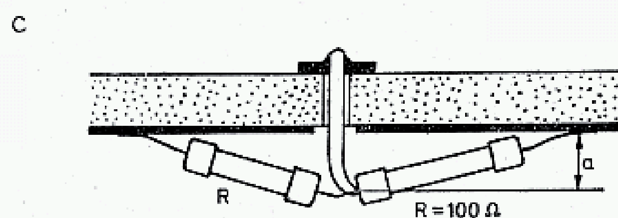
a



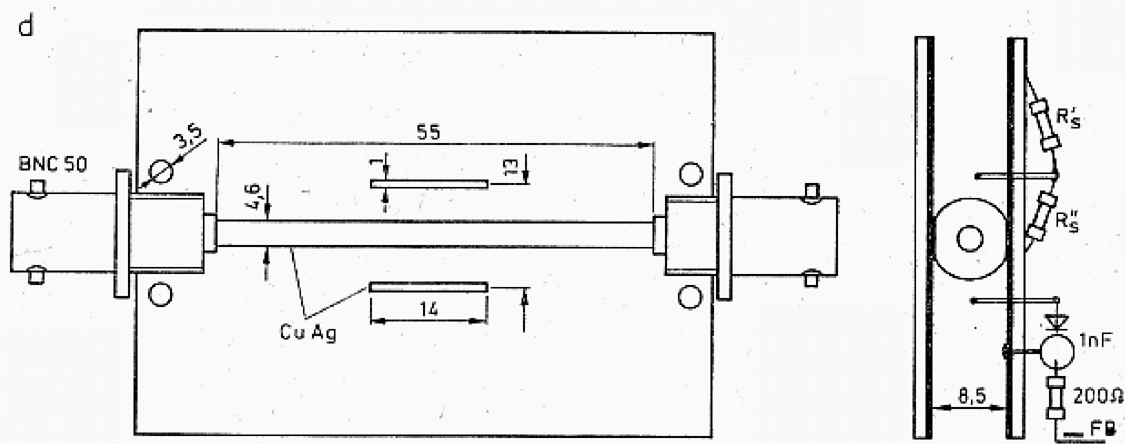
b



c



d



8.17. Układy prostych mierników odbicia (reflektometrów)

a — podstawowy układ reflektometru dwugałęziowego na laminacie, b — układ ze wspólną rezystancją, c — schemat montażu, d — układ wg SP6LB z linią powietrzną dla częstotliwości 1296 MHz

być różne, należy jednak stosować zasady montażu UKF podane w poprzednich rozdziałach. W szczególności dotyczy to montażu gniazd oraz doboru i sposobu wlutowywania rezystorów i diod. W czasie prób można rezystory R_s zastąpić małymi trymerami nastawnymi. Ustawienie właściwych rezystancji za pomocą trymerów należy robić w pasmie 144 MHz. Po ustawieniu należy zastąpić trymery rezystorami stałymi o tej samej wartości i układ skompensować na najwyższym pasmie (432 MHz lub 1296 MHz).

Rezystory R_s powinny być montowane pod płytką laminowaną, od strony masy, zaś końcówka powinna być przepuszczana do ścieżki przez otwór. Zaleca się stosowanie dwóch rezystorów, jeden np. 100 Ω, drugi dobierany, dolutowywany jest równolegle do pierwszego. Unika się w ten sposób częstego lutowania na ścieżce. W czasie kompensacji reaktancji należy dobrać wysokość a. Gdy jest ona mała, dominuje pojemność, gdy jest duża — indukcyjność. Jeśli reflektometr ma być stosowany w pasmie 1296 MHz, to kompensację przeprowadza się dla tego pasma.

Szerokości ścieżek przy stosowaniu laminatu szklano-epoksydowego o grubości 1,6 mm ($\varepsilon_r = 4{,}8$) wynoszą: dla $Z_0 = 75\ \Omega$ $w = 1{,}2$ mm; dla $Z_0 = 50\ \Omega$ $w = 2{,}6$ mm. Dla linii sprzęgniętych można stosować różne wartości Z_{0s}, lecz najczęściej przyjmuje się $Z_{0s} = Z_0$. Odległość S dla mocy do 20 W wynosi $0{,}5 \div 1$ mm, dla mocy do 200 W $1 \div 3$ mm. Przy dużych mocach i małych odległościach (silne sprzężenie) w rezystorach R_s wydziela się znaczna moc, np. przy sprzężeniu $A_s = 10$ dB wydziela się z nich 10% mocy padającej, a przy $A_s = 20$ dB tylko 1%.

Długość linii sprzęgających nie powinna przekraczać $0{,}05\lambda$, w przeciwnym przypadku reflektometr traci na kierunkowości. Oznacza to, że dla częstotliwości 1296 MHz $l_s = 12$ mm, dla 432 MHz $l_s \leqslant 35$ mm, a dla 144 MHz $l_s < 90$ mm. Im dłuższa jest linia, tym większe napięcie podawane jest do diod i lepiej one prostują. Tłumienie sprzężenia jest funkcją odległości S, długości l_1 oraz częstotliwości f.

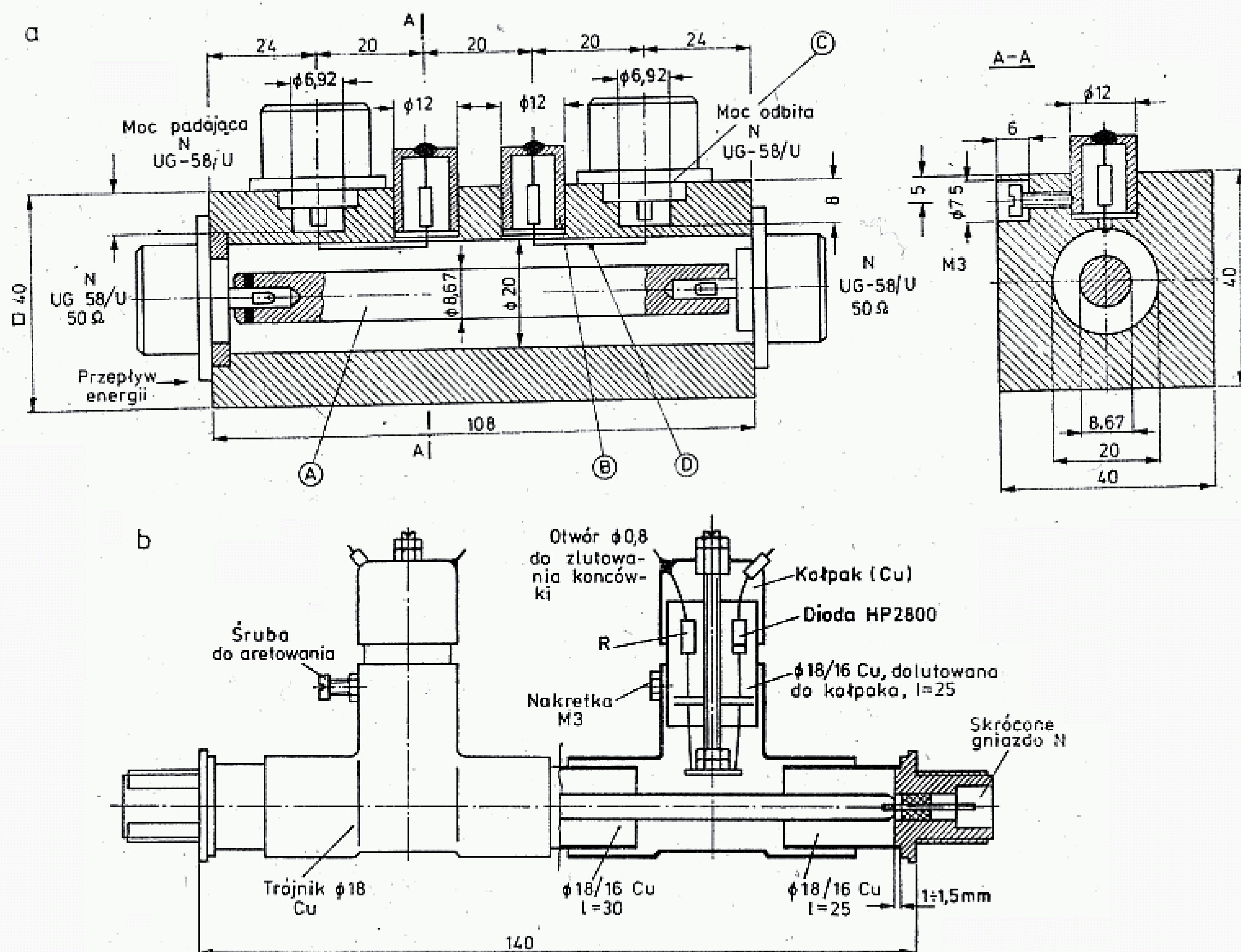
Podane zasady wymiarowania wskazują na znaczną swobodę w wykonaniu reflektometru. Istotna jest pełna symetria obu sprzęgaczy, dobre dopasowanie obciążenia R_s i właściwe warunki pracy diod. Układ pokazany na rys. 8.17b zawiera jeden rezystor R_s, co ułatwia kompensację. Pozostałe odcinki linii muszą być w pełni symetryczne. Układ ten jest bardziej wrażliwy na niedopasowanie. Spotyka się także reflektometry o dwóch tłumieniach sprzężenia A_s, słabszego (30 dB) dla fali padającej i silniejszego (20 dB) dla fali odbitej. Pozwala to na poprawienie warunków pracy diody przy małych *WFS*.

Na rysunku 8.17d pokazano reflektometr wykonany przez SP6LB do pracy w pasmie 1296 MHz i dla tego pasma skompensowany. Gniazda BNC z gwintem M10/1 są fabrycznie dwustronnie sfrezowane na szerokość 8,5 mm. Gniazda te są zamocowane między dwiema płytkami z laminatu dwustronnego skręconymi czterema śrubami M3 tuż przy gniazdach. Środkowe końcówki gniazd są połączone rurką srebrzoną o średnicy 4,6 mm, co daje $Z_0 = 50\ \Omega$.

Aby zmniejszyć wpływ zakłócającego pola w pobliżu gniazd na linie sprzęgające wybrano długość linii środkowej, wynoszącą 55 mm. Pętle sprzęgające są wykonane z drutu CuAg1 i mają długość 14 mm. Są one umieszczone po obu stronach rurki ∅ 4,6, w odległości około 3,5 mm od niej. Druty pętli przepuszczone są przez ciasno spasowane otwory na drugą stronę płytki laminowanej. W miejscu

przepustu usunięta jest folia Cu na średnicy 3 mm. Rezystory i diody Schottky'ego są wmontowane po drugiej stronie.

Kompensację impedancji przeprowadza się zmieniając położenie rezystorów w sposób opisany na rys. 8.17c. Zgodność sprzężenia A_s dla obu kierunków uzyskuje się przez niewielkie doginanie pętli do linii głównej. Obie powierzchnie masy należy wzajemnie połączyć na krawędziach płytki zagiętym paskiem z folii miedzianej lub białej blachy.



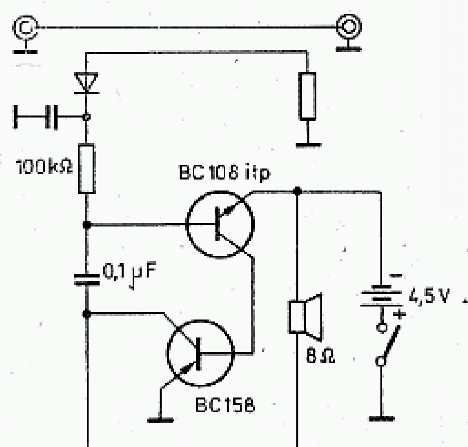
8.18. Reflektometr precyzyjny wg OE5THL (a) i wg DC4IQ z miedzianych elementów instalacyjnych (b)

Reflektometry lepszej jakości opisano w literaturze [11, 17]. Kierunkowość reflektometru OE5THL (rys. 8.18a) w zakresie częstotliwości 144÷2300 MHz wynosi A_K = 27 do 20 dB, tłumienie sprzężenia A_s = 42 dB do 33 dB oraz własny *WFS* s = 1,01 do 1,15 (Z_0 = 50 Ω). W głowicy pomiarowej diody Schottky'ego są polaryzowane prądem 20 μA. Dopuszczalna mierzona moc wynosi 100 W. SP5JC wykonał podobny reflektometr uzyskując A_k = 22 dB, A_s = 35,5 dB.

Tłumienie odbicia reflektometru pokazanego na rys. 8.18b wg DC4IQ, złożonego ze złączek miedzianych do instalacji hydraulicznych, dla częstotliwości 145 MHz wynosi A_R = 33 dB, dla częstotliwości 1296 MHz A_R = 26 dB, a więc jest wystarczająco duże. W głowicy demodulacyjnej wbudowane są diody Schottky'ego HP 2800 i rezystory o rezystancji 51 Ω. Odległość pętli od linii ustawia się w czasie regulacji.

W literaturze znajduje się kilka opisów automatycznych mierników *WFS* przeliczających napięcie U_0 i U_p na *WFS* i wskazujących od razu wartości *WFS* [20]. Dobry miernik *WFS* może służyć także do pomiaru nieznanej impedancji Z. Metodę pomiaru podano wraz z wzorami w [21].

Do strojenia nadajnika, a także do podsłuchu w czasie pracy CW można dołączyć do reflektometru generator akustyczny, którego wysokość tonu zmienia się od częstotliwości 500 Hz w górę, z chwilą pojawienia się napięcia z reflektometru. Prosty układ pokazano na rys. 8.19.



8.19. Prosty układ pomocniczy do słuchowej obserwacji zmian napięcia. Bez dodatkowego napięcia ton ma 500 Hz, po dodaniu napięcia częstotliwość zwiększa się

8.4 Pomiar częstotliwości i długości fal

Do budowy i eksploatacji urządzeń UKF i MKF potrzebny jest pomiar częstotliwości w dwóch klasach dokładności: do 0,01 ppm (1 ppm = 10^{-6}) oraz $\pm 10 \div 20\%$. Dokładne pomiary są potrzebne do ustawiania częstotliwości oscylatora XO, heterodyn i w skalach cyfrowych. Stosowane są do tego celu częstościomierze fabryczne, np. PFL lub wykonane przez radioamatorów na podstawie licznych opisów z literatury.

Pomiary zgrubne częstotliwości są wykonywane w czasie strojenia obwodów i często połączone są z obserwacją poziomu sygnału. W tym przypadku korzystniejsze są mierniki wskazówkowe. Najczęściej są stosowane tzw. Dip Metry, np. RUFG 4 i DFG4 polskiej produkcji lub podobne urządzenia wykonane przez amatorów na podstawie licznych opisów z literatury.

8.4.1 Rozszerzenie zakresu częstościomierzy cyfrowych

Wśród radioamatorów SP dość często spotyka się częstościomierze cyfrowe o zakresie do 30 MHz. Można nimi mierzyć częstotliwości w zakresach UKF i MKF jedną z trzech metod [22]:

— zastosowanie preskalera umożliwia poszerzenie zakresu do częstotliwości 1,5 GHz;
— zastosowanie metody interferencyjnej z harmonicznymi precyzyjnego VFO z odczytem cyfrowym umożliwia pomiary do częstotliwości 40 GHz;
— zastosowanie metody przemiany częstotliwości jak w odbiornikach superheterodynowych umożliwia pomiary do częstotliwości 18 GHz.

Preskalery stosuje się z przedwzmacniaczami szerokopasmowymi i układami formowania sygnału w przebiegu zbliżone do prostokątnych o poziomie TTL lub ECL (p. rozdz. 5).

Na rysunku 8.20a pokazano schemat blokowy częstościomierza poprzedzonego preskalerem dzielącym w stosunku: N. Jeśli przyjąć $N = 10$, to częstościomierz

8.20. Podstawowe układy mierników częstotliwości UKF i MKF

a — prosty układ z preskalerem, b — układ jak pokazany w p. a, lecz z wydłużoną podstawą czasu, c — układ interferencyjny, d — układ z przemianą

o zakresie 30 MHz będzie mierzyć częstotliwość do 300 MHz. Jeśli zastosować bardziej złożone preskalery, to można uzyskać podział przez 40 lub więcej, względnie można połączyć kaskadowo dwa preskalery. Wtedy górna granica jest określona zdolnością dzielenia pierwszego preskalera. Największe częstotliwości uzyskuje się przy podziale przez 2 lub przez 4. Przy stosowaniu preskalerów nie zmienia się względna rozdzielczość częstościomierza, natomiast rozdzielczość bezwzględna (w Hz) ulega zmniejszeniu w stopniu podziału przez N. Jeśli N jest różne od 10 lub 100, to przeliczenie wskazań częstościomierza na wartości właściwe jest kłopotliwe. Trudność tę można ominąć włączając w tor zegara prosty dzielnik z podziałem także przez N. Wtedy odczyt pokrywa się z częstotliwością sygnału.

W literaturze [22] opisano układ automatycznego włączania preselektora po przekroczeniu zakresu pomiarowego podstawowego częstościomierza. W tablicy 5.2.1. zestawiono preskalery firmy Plessey. Poza tymi preskalerami w Europie

często spotyka się preskalery 95H90 10/11 (do 500 MHz) i 11C90 10/11 oraz MC1697 przez 4 do częstotliwości 1500 MHz.

Zasada interferencyjnego pomiaru częstotliwości znana jest od dawna, w ten sposób budowane były pierwsze częstościomierze dla zakresu KF z precyzyjnym VFO w zakresie setek kHz i kalibratorem kwarcowym, np. 200 kHz. Schemat takiego częstościomierza dla zakresu UKF/MKF pokazano na rys. 8.20c. Sygnały stabilnego oscylatora VFO są podawane do mieszacza generującego jednocześnie harmoniczne VFO. Stosowane są mieszacze zrównoważone diodowe (rozdz. 5.4). W mieszaczu tym któraś z harmonicznych VFO interferuje z sygnałem wejściowym dając na wyjściu sygnał interferujący. Jest on wzmacniany we wzmacniaczu szerokopasmowym ($0 \div 2$ MHz) i jest podawany na wejście oscyloskopu. W czasie pomiaru tak przestraja się oscylator VFO, aby sprowadzić różnicę częstotliwości do zera. Zamiast oscyloskopu można zastosować wzmacniacz akustyczny, lecz wtedy zakres spostrzegania interferencji ograniczy się do częstotliwości akustycznych, tj. poniżej 10 kHz.

Po sprowadzeniu dudnień do zera mierzy się częstotliwościomierzem cyfrowym częstotliwość oscylatora VFO. Znając przybliżoną częstotliwość sygnału wejściowego można oszacować wartość krotności harmonicznej n i wyliczyć częstotliwość sygnału:

$$f_s = n f_{VFO} \tag{8.18}$$

Przybliżoną częstotliwość sygnału można określić metodą przybliżoną opisaną dalej. Jeśli jednak jest ona nie znana, to można ją wyznaczyć znajdując dwie kolejne częstotliwości interferujące. Najpierw wyznacza się częstotliwość interferującą f_1 dla najmniejszej wartości VFO, a następnie znajduje najbliższą większą częstotliwość interferującą f_2. Częstotliwość sygnału wyznacza się z zależności:

$$f_s = \frac{f_1 f_2}{f_2 - f_1} \tag{8.19}$$

Rząd harmonicznych dla obu pomiarów określa się z zależności:

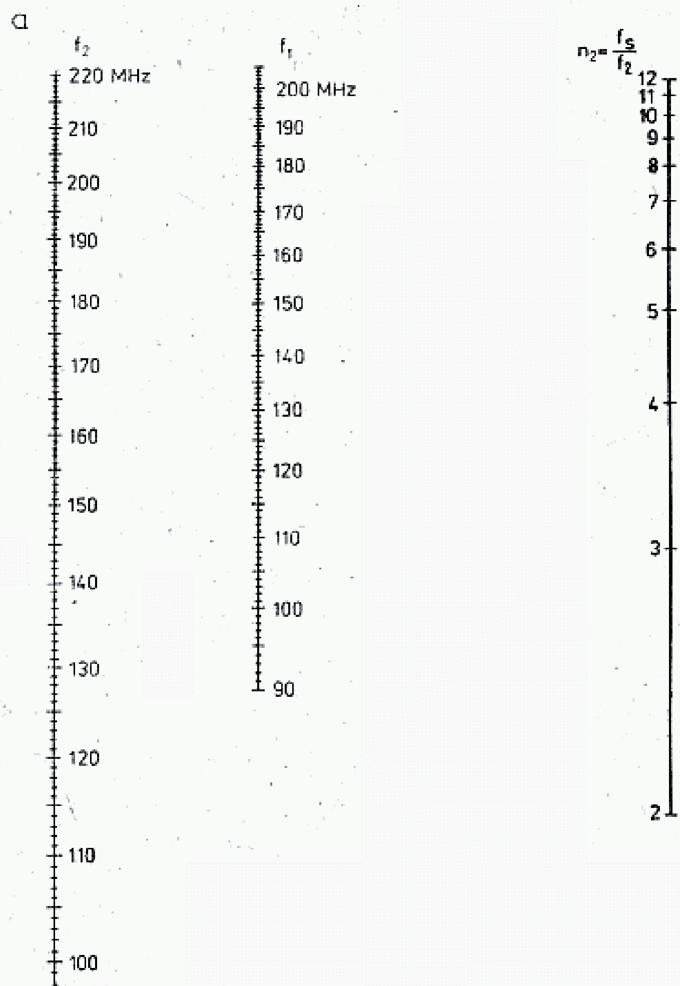
$$n_1 = \frac{f_2}{f_2 - f_1}; \quad n_2 = \frac{f_1}{f_2 - f_1} \tag{8.20}$$

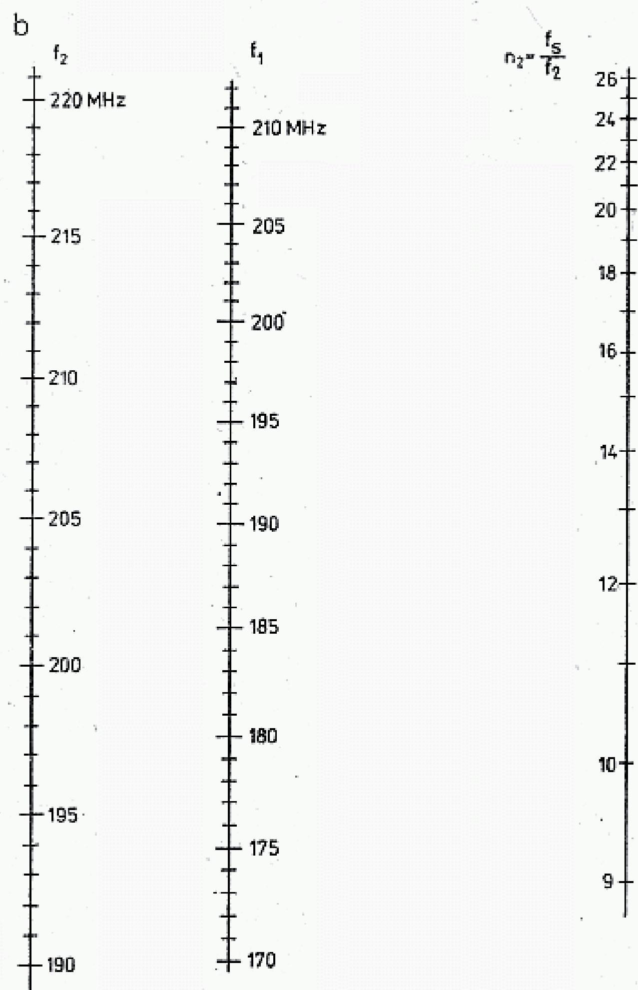
Można także posłużyć się nomogramami z rys. 8.21a i b, mającymi zastosowanie dla oscylatora VFO przestrajanego w granicach $90 \div 220$ MHz dla zakresu pomiarowego 400 MHz$\div$2 GHz i VFO $170 \div 220$ MHz dla zakresu $2 \div 5$ GHz.

Do pomiaru częstotliwości VFO trzeba stosować metodę z preskalerem lub dalej podaną metodę przemiany.

Obecnie produkowane są automatyczne mierniki częstotliwości oparte na zasadzie interferencyjnej, zawierające dwa oscylatory VFO przestrajane generatorem przeszukiwania, wyzwalanym przez detektor częstotliwości/fazy. Układ ten działa na zasadzie podobnej do stosowanej w generatorach synchronizowanych pętlą fazową [22]. W układzie takiego miernika wyświetlana jest częstotliwość VFO i krotność lub od razu częstotliwość sygnału.

Heterodynowe mierniki częstotliwości pracują na zasadzie podobnej do stosowanej w odbiornikach z przemianą częstotliwości (rys. 8.20d). Sygnał wzorcowej





8.21. Nomogramy do obliczania rzędu harmonicznej *n* z dwóch kolejnych częstotliwości interferencyjnych, mniejszej f_1 i większej f_2

a — z VFO 90—200 MHz dla zakresu 400 MHz ÷2 GHz b — z VFO 170—220 MHz dla zakresu 2÷5 GHz

częstotliwości, pobierany z częstościomierza cyfrowego, najczęściej 10 MHz, jest powielany w sposób kontrolowany n razy, formowany i podawany do mieszacza. Tam w wyniku odejmowania się od częstotliwości sygnału f_m daje na wyjściu mieszacza sygnał o częstotliwości pośredniej $f_p = f_s - nf_h$.

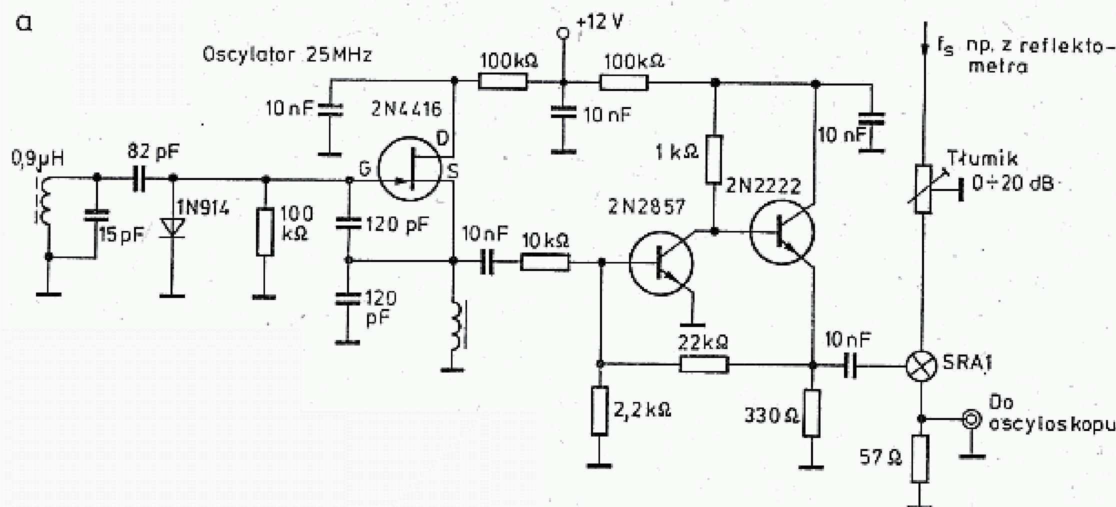
Po szerokopasmowym wzmacniaczu p.cz. włączony jest częstościomierz cyfrowy. Jeśli na przykład sygnał wzorcowy o częstotliwości 10 MHz będzie powielony 20 razy, to otrzyma się częstotliwość $f_h = 200$ MHz. Dalszy selektywny powielacz wybierze prążki co 200 MHz. Stosowane są tu przełączniki ręczne lub automatyczne ze skokiem co 1 sekundę (ang.: *scanning*) o 200 MHz aż do pojawienia się sygnału f_p. Taki układ umożliwia pomiar częstotliwości f_s w zakresie 1,1 ÷ 10,1 GHz dla $f_p = 100$ MHz.

Dysponując częstościomierzem o zakresie do 30 MHz należy stosować albo premikser w torze p.cz. rozszerzając zakres do 100 MHz (:4) lub zastosować kroki heterodyny nie co 200 MHz, lecz co 50 MHz. W obu przypadkach należy rozróżniać dwa sygnały: $f_p = f_s - nf_h$ i $f_p = n \cdot f_h - f_s$. Można to rozpoznać zmieniając nieco (o kilkaset Hz) częstotliwość f_s, wtedy f_p będzie się zmieniała w kierunku większych lub mniejszych częstotliwości.

Na rysunku 8.22 pokazano prosty uniwersalny adapter umożliwiający przemianę częstotliwości f_s na małą częstotliwość f_p. Stosując prosty oscylator f_h nie uzyskuje się dużej stabilności częstotliwości, układ ten jednak ma stałość wystarczającą do obserwacji na ekranie oscyloskopu o małej częstotliwości granicznej, np. 15 MHz, przebiegów modulacyjnych SSB lub kluczowania CW w zakresie KF i UKF. Dla zakresów UKF heterodyna powinna pracować przy częstotliwości około 100 ÷ 150 MHz (przestrajana) lub 420 ÷ 440 MHz. Sygnały do pomiaru można pobierać z sprzęgacza kierunkowego o sprzężeniu $A_s = 20 \div 40$ dB. Sygnał ten nie może być większy od dopuszczalnego do mieszacza diodowego SBL1.

Na rysunku 8.22b pokazano mieszacz opracowany przez SP6LB, przeznaczony do pomiaru częstotliwości stacji 144 i 432 MHz za pomocą częstościomierzy o zakresie do 20 MHz oraz do obserwacji modulacji na oscyloskopie o zakresie do 15 MHz. Sygnał z oscylatora kwarcowego 70,00 MHz, pracującego na układzie 2N2369, powielony w układzie z diodą AAY37 do 140 MHz jest wzmacniany w układzie tranzystora BF245. Wzmocniony sygnał 140 MHz jest podawany przez przełącznik na bramkę G_2 mieszacza 40673 lub do bazy potrajacza pracującego z tranzystorem BFY90. Na jego wyjściu znajduje się filtr (L_6, L_7), przepuszczający sygnał 420 MHz przez przełącznik do mieszacza.

Po mieszaczu znajduje się szerokopasmowy wzmacniacz pracujący na układzie 3SK41. Sygnał badany jest podawany na bramkę G_1 mieszacza przez filtr górnoprzepustowy. Przy badaniu urządzeń 144 MHz otrzymuje się na wyjściu częstotliwość 4 ÷ 6 MHz, a w przypadku urządzeń 432 MHz można uzyskać na wyjściu 12 ÷ 14 MHz. Stabilizator napięcia zwiększa stałość częstotliwości heterodyny. Układ, po dołączeniu drutu o długości 0,5 m jako anteny, umożliwia pomiar częstotliwości radiotelefonu 144 MHz/10 W pracującego z anteną zewnętrzną w tym samym pomieszczeniu.



b

L_1 – 6zw. φ8, L_2 – 2zw. φ8, L_3 – 6zw. φ6
L_4 – 5zw. φ6, L_5 – 6zw. φ6, L_6, L_7 CuAg1 l=45 mm, L_8 – 20zw. φ5
L_9, L_{10} – 2×5 zw. rdzeń $φ_z$ 10

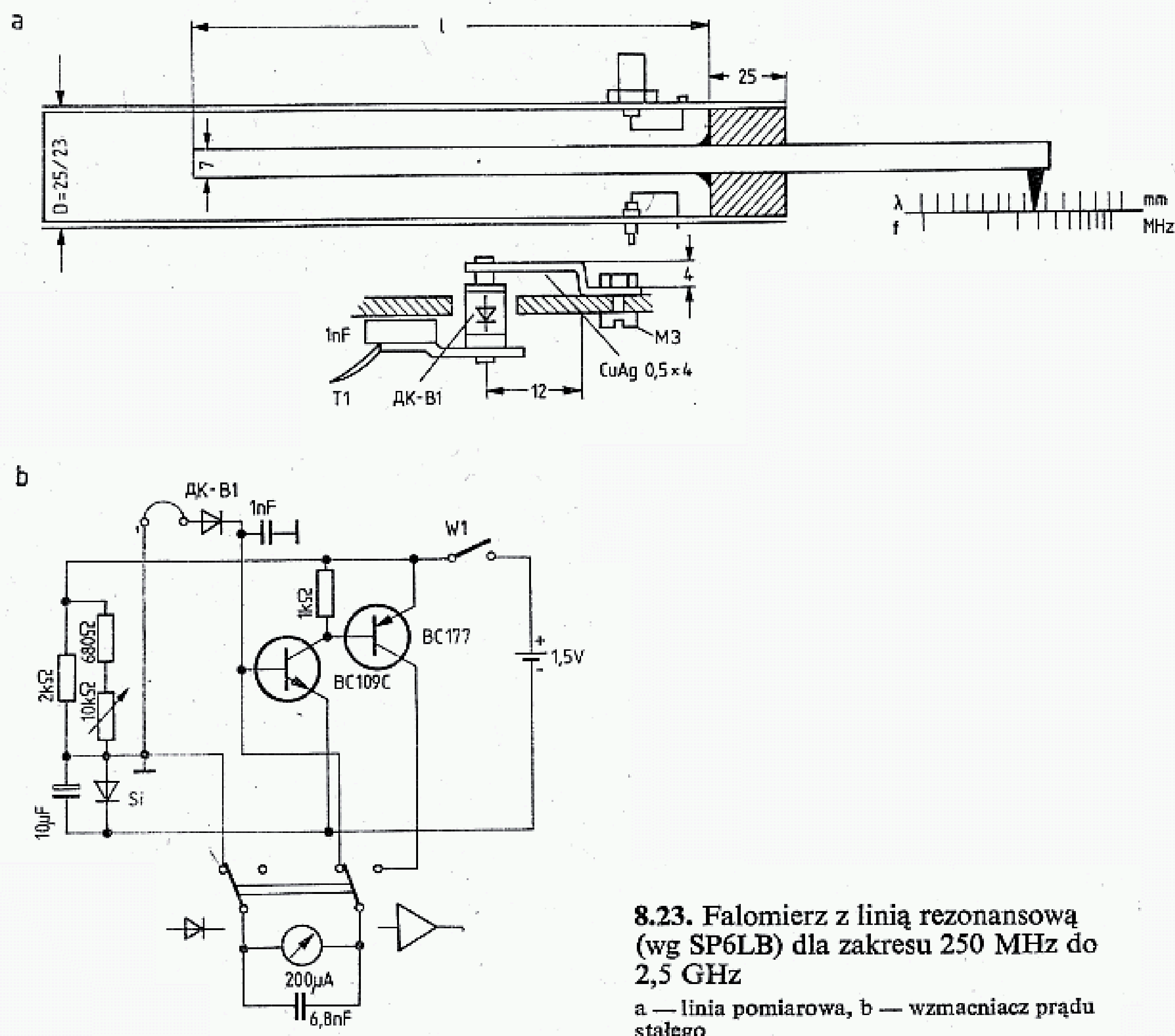
8.22. Mieszacze

a — prosty adapter-mieszacz do badania modulacji SSB w zakresie UKF i MKF na oscyloskopie, b — mieszacz pomiarowy (wg SP6LB) do pomiaru częstotliwości stacji 144 MHz i 432 MHz (częstościomierz PFL) oraz do obserwacji modulacji SSB.

8.4.2 Przybliżony pomiar częstotliwości

Do strojenia obwodów powielaczy UKF w stanie aktywnym można wykorzystać łatwo dostępne generatory-falomierze RUFG4 (0,1÷250 MHz) i DFG4 (250÷÷1000 MHz), są one jednak dość drogie. Tego typu falomierze można wykonać we własnym zakresie, na podstawie opisów w literaturze. Do strojenia urządzeń w pasmie 1296 MHz bardzo przydatny jest falomierz z linią λ/4 (wg SP6LB), poka-

zany na rys. 8.23. Składa się on z rury mosiężnej o średnicy wewnętrznej *D* i rurki lub pręta srebrzonego o średnicy *d*. Stosunek średnic nie jest krytyczny i może wynosić 2 do 5, optimum jest dla 3,6. Im obie średnice są większe, tym większa jest dobroć linii rezonansowej (rys. 3.37).



8.23. Falomierz z linią rezonansową (wg SP6LB) dla zakresu 250 MHz do 2,5 GHz

a — linia pomiarowa, b — wzmacniacz prądu stałego

Pręt *d* jest prowadzony w tulei mosiężnej wlutowanej w rurkę *D*. Tulejka powinna być długa, by zapewniała dobre prowadzenie pręta, a otwór powinien zapewniać jego przesuwanie bez oporów i bez luzów. Ponieważ miejsce styku pręta z tuleją musi być ściśle określone i powtarzane na tulei od strony wewnętrznej nalutowane są styki ślizgowe wykonane z odpowiednio wygiętych styków z przełączników talerzowych (płytowych). Styki te są wykonane z fosforobrązu posrebrzanego i po doformowaniu dobrze przylegają do pręta.

Długość rury i pręta zależy od wybranego zakresu pomiarowego. Autor wybrał, ze względu na sztywność pręta i długość całego urządzenia, długość rury *D* = = 300 mm i dwa pręty *d* o długości 350 mm i 150 mm. Pręty wystają poza rurę od strony tulei i na tym końcu jest zamocowany wskaźnik położenia, wyskalowany w mm i MHz. Wymiary pętli sprzęgających nie są krytyczne, dłuższa pętla daje silniejsze sprzężenie na zakresie dłuższych fal, lecz dla dobrej pracy w zakresie 1296 MHz pętla nie powinna być dłuższa od 12 mm. Po detekcji zastosowano diodę mikrofalową pracującą na dwa sposoby, jako zwykła dioda prostownikowa obciążona

mikroamperomierzem 200 μA lub jako dioda spolaryzowana prądem wstępnym około 80 μA, pracującą na wejściu wzmacniacza prądu stałego. Dioda jest wkręcana gwintem w pętlę sprzęgającą, a z drugiej strony jest dociskana sprężynującą blaszką dolutowaną do kondensatora płytkowego o pojemności 1 nF. Węzeł ten musi mieć jak najmniejszą indukcyjność pasożytniczą i być dobrze zaekranowany. Obie pętle sprzęgające są przymocowane wkrętami M3 wkręcanymi w nakrętki przylutowane do pętli. Sygnały z diody są podawane do przełącznika rodzaju pracy. Wzmacniacz jest zasilany z jednego ogniwa 1,5 V, odizolowanego od rury *D*. Potencjometrem 10 kΩ ustawia się prąd polaryzujący diodę tak, by uzyskać potrzebną czułość, pozwala także na zmniejszenie czułości ponad 15 dB. Przy prądzie diody i bazy tranzystora, wynoszącym około 50 μA przez kolektor i miernik płynie prąd około 10 μA (zależy on od temperatury). W chwili pojawienia się niewielkiego sygnału na diodzie prąd miernika bardzo szybko rośnie do 200 μA.

Skalowanie miernika polega na znalezieniu dla obu prętów ze wskaźnikami punktu kontrolnego. Po podaniu sygnału o częstotliwości 144 MHz i mocy $0{,}1 \div 0{,}5$ W przez diodę na wejście falomierza lub sygnału 432 MHz 0,05 W znajduje się punkt odpowiadający częstotliwości $f = 288$ MHz, 432 MHz lub 864 MHz. Punkty te zaznacza się na podziałce MHz-owej i posługując się podziałką milimetrową przelicza położenie dla innych częstotliwości stosując przeliczenie $l = \lambda/4 = 75\,000/f$ [mm, MHz]. W dobrze wykonanym falomierzu sygnały o częstotliwości 432 MHz stroi się ostro, a przy 1296 MHz wskaźnik można ustawić z dokładnością do 0,5 mm.

Jako sondę można stosować krótki odcinek kabla zakończony antenką. Jest nią odcinek kabla o długości 50 mm, pozbawiony płaszcza i ekranu, lecz z pozostawioną izolacją wewnętrzną polietylenową. Antenkę taką można bezpiecznie zbliżać do badanych obwodów. Po zbliżeniu na odległość $1 \div 2$ cm do odpowiednich obwodów generatora harmonicznych (rys. 5.26) wykazuje na falomierzu w pozycji ze wzmacniaczem sygnały wzmacnianych w generatorze harmonicznych 288 MHz, 432 MHz, 864 MHz, 1296 MHz i reaguje także w pozycji bez wzmacniacza. Przy pełnej czułości sondą tą wykrywa się także inne harmoniczne, takie jak 336 MHz, 384 MHz, 576 MHz, 720 MHz, 1008 MHz, 1152 MHz, 1440 MHz i 1728 MHz.

Jeśli zamiast sondy włączyć antenkę z rys. 7.34a, to z odległości kilkunastu metrów można wykrywać sygnały w pasmie 1296 MHz wysyłane anteną przy mocy w.cz. około $0{,}5 \div 1$ W. Pomiar taki jest bardzo przydatny przy dostrajaniu stopni końcowych potrajaczy i wzmacniaczy MKF oraz przy dopasowywaniu impedancji wyjściowej wzmacniaczy do anteny. Falomierz ten można także wykorzystać do kontroli pracy głowic UHF w odbiornikach TV. Całość falomierza jest zmontowana na drewnianej podstawie o długości 70 cm i szerokości 7 cm.

8.5 Pomiar szumów

Do pomiaru współczynnika szumów odbiornika (rozdz. 4) jest potrzebny kalibrowany generator szumów oraz wskaźnik lub miernik poziomu szumów na wyjściu odbiornika. Pomiar szumów konwertera lub przedwzmacniacza wymaga ponadto wzmacniaczy pomiarowych [26]. Pomiary szumów obarczone są szczególnie dużą

niedokładnością. Przy szczególnej ostrości uzyskuje się w najlepszych urządzeniach profesjonalnych dokładność $\pm 0{,}2$ dB. Wiadomości dotyczące błędów popełnianych przy pomiarach szumów można znaleźć w literaturze [27].

8.5.1 Metody pomiaru szumów

Jako kalibrowane źródło szumów stosowane są generatory z diodą próżniową z włóknem wolframowym, w których poziom szumów zależy od prądu anodowego [1, 28, 31]. W praktyce amatorskiej obecnie najczęściej stosuje się szerokopasmowe źródło szumów o stałym poziomie. Jest nim dioda półprzewodnikowa spolaryzowana w kierunku zaporowym napięciem takim, by w diodzie pojawiło się przebicie lawinowe. Początkowo stosowano diody Zenera, ponieważ mają one jednak znaczną po jemność złącza (setki pF), poziom szumów szybko malał przy większych częstotliwościach. Widmo szumów, sięgające w zakresie GHz, uzyskuje się przy wykorzystaniu złącza baza-emiter w mikrofalowych tranzystorach krzemowych, np. BFR34A, BFR91 itp. Generator szumów charakteryzuje się rezystancją wewnętrzną R_0 oraz dodatkowym poziomem szumów *ENR* (ang.: *Excess Noise Ratio*) nad szumy rezystora R_0 w temperaturze otoczenia:

$$ENR = 10 \lg \frac{P_g}{P_n} - 1 \qquad (8.21)$$

gdzie:

P_g — moc szumów generatora w stanie aktywnym,

P_m — moc szumów generatora w stanie pasywnym równa mocy szumów rezystancji R_0 w temperaturze otoczenia.





8.24. Układy pomiarów szumów

Pomiary szumów odbiornika wykonuje się najczęściej w układach pokazanych na rys. 8.24. Stosowane są dwie metody. W metodzie pierwszej generator szumów o stałym poziomie jest dołączony bezpośrednio do odbiornika. Na wyjściu odbiornika dołączony jest miernik poziomu sygnału m.cz., wyskalowany w dB lub woltomierz na prąd przemienny. W odbiorniku ustawia się największe wzmocnienie w.cz., wyłącza się ARW i ogranicznik trzasków, ustawia pracę jak dla SSB, a wzmacniaczem m.cz. ustawia poziom szumów wyjściowych na mierniku mocy na 0 dB lub na określoną wartość napięcia (>1 V), przy której miernik pracuje w zakresi eliniowym. Pierwszy pomiar przeprowadza się, gdy generator jest w stanie pasywnym (odłączone zasilanie). Mierzy się moc wyjściową P_n lub napięcie wyjściowe U_n. Następnie przełącza się generator szumów w stan aktywny. Miernik mocy lub woltomierz wskaże wartość większą P_g, względnie U_g. Przy założeniu, że odbiornik pracuje w liniowym zakresie współczynnik szumów można obliczyć z zależności:

$$NF = ENR - 10\lg\left(\frac{P_g}{P_n} - 1\right) = ENR - 10\lg\left[\left(\frac{U_g}{U_n}\right)^2 - 1\right] \tag{8.22}$$

Przy silnym sygnale generatora szumów odbiornik może wchodzić w obszar pracy nieliniowej i dlatego metoda ta może dawać wyniki z dużym błędem.

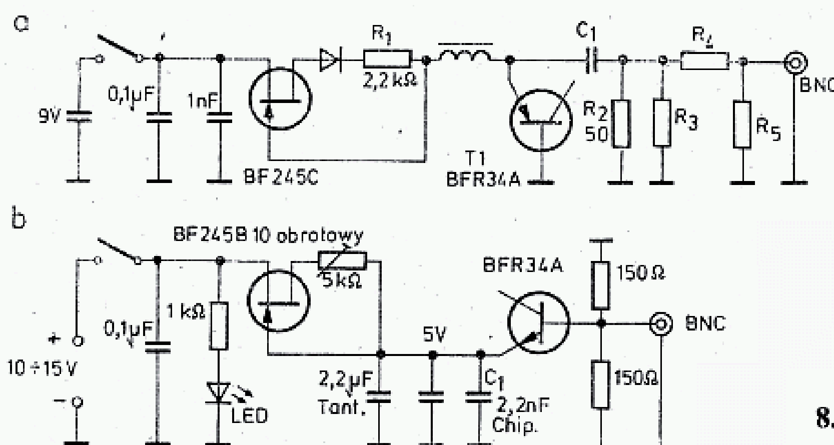
Dokładniejsza jest druga metoda [30]. Między generator i odbiornik włącza się tłumik nastawny ustawiony na tłumienie ponad 20 dB, najczęściej na 30 dB i odczytuje wskazania miernika mocy lub woltomierza U_n. Następnie nastawia się tłumik na wartość A_T, taką, by miernik mocy wykazał przyrost szumów o 3 dB lub woltomierz napięcie większe o $\sqrt{2}$, tj. $U_g = 1{,}41\ U_n$. Współczynnik szumów wynosi:

$$NF = ENR - A_T \ [\mathrm{dB}] \tag{8.23}$$

Metodą tą, znając *NF* konkretnego odbiornika, można wyznaczyć nieznaną wartość *ENR* badanego generatora szumów. Jeśli generator szumów nie ma dokładnie wyznaczonej wartości *ENR*, to mimo to można go wykorzystać do pomiarów porównawczych w jednej z podanych metod.

W układach automatycznych mierników szumów generator jest przełączany między stanami: aktywnym i pasywnym kilka razy na sekundę i synchronicznie z tym jest przełączany układ pomiarowy m.cz., dając wskazania od razu *NF* w dB lub kT_0.

Przy pomiarach szumów za pomocą skalowanych generatorów szumów pomiar jest prostszy, gdyż pierwszy pomiar przeprowadza się w stanie pasywnym, odczytując moc szumów na wyjściu odbiornika, a następnie ustawia generator w stanie aktywnym na taką moc, by moc na wyjściu odbiornika wzrosła o 3 dB. Na skali generatora szumów odczytuje się wtedy wartość kT_0 lub *NF*.



8.25. Generator szumów
a — wg DB2GM [29], b — wg DJ7VD [30]

8.5.2 Generatory szumów

Na rysunku 8.25 pokazano dwa podobne układy generatorów szumów o stałym poziomie. Układ z rys. 2.85a (wg DB2GM [28] z poprawką jak w [26]) składa się z generatora szumów na przejściu baza-emiter tranzystora *T1* (BFR34A), przez które płynie prąd stabilizowany przez BF245C. Generator jest obciążony przez rezystor 50 Ω, do którego dołączony jest tłumik. Stosuje się tłumik 3 dB ($R_{3,5} = 294\ \Omega$, $R_4 = 17{,}5\ \Omega$) lub 6 dB (150 Ω i 37,5 Ω), albo 10 dB (71 Ω i 96 Ω). Tłumik

jest konieczny dla poprawienia dopasowania generatora, gdyż dioda tranzystora *T1* zmienia rezystancję między stanami: aktywnym i pasywnym. Przy tłumiku 6 dB uzyskuje się tłumienie odbicia $A_R = 15$ dB dla częstotliwości 1, 3 GHz. Przy prądzie diody ustalonym przez $R_1 = 2{,}2$ kΩ uzyskuje się *ENR* około 10 dB, zależy ono jednak od egzemplarza tranzystora.

W układzie z rys. 8.25b (wg DJ7VD [ ] 30) zastosowano inne podłączenie tranzystora *T1*. Wymaga ono bezindukcyjnego zwarcia emitera z masą za pomocą kondensatorów. Wyjście jest dołączone do dwóch równoległych rezystorów po 150 Ω. Dioda przy prądzie $I_d = 0{,}8$ mA ma rezystancję także 150 Ω i rezystancja wypadkowa wynosi 50 Ω. Układ ten ma tłumienie odbicia $A_R = 28$ dB± 1 dB w zakresie 0—1 GHz. Przy prądzie $I_d = 0{,}8$ mA $ENR = 20$ dB, zaś przy $I_d = 2{,}8$ mA $ENR = 26$ dB. Dalsze zwiększanie prądu diody nie powoduje już zwiększenia poziomu szumów. Podane wartości A_R uzyskuje się w obu układach pod warunkiem właściwego montażu, tj. indukcyjności doprowadzeń i pojemności rozproszone w obwodzie w.cz. muszą być jak najmniejsze, kondensatory blokujące C_1 powinny być bezindukcyjne.

8.6 Przełączniki antenowe

Przełączniki antenowe N/O (ang.: *transmit-receiver T/R*) są stosowane do przełączania anteny między tor odbiorczy i nadawczy oraz do dołączania wzmacniaczy mocy lub przedwzmacniaczy. Bezpośrednio w transiwerze można stosować odpowiednie przekaźniki, np. MT6 lub mikroprzekaźniki, gdyż ich indukcyjność kompensuje się w układzie. Jeśli jest to niemożliwe, to stosuje się przekaźniki współosiowe, zainstalowane w dogodnym miejscu, sterowane zdalnie. Przekaźniki mechaniczne posiadają dość duży czas zadziałania (rzędu części sekundy) i dlatego należy starannie dobierać w układzie kolejność przełączania wszystkich przekaźników, tak by sygnał z nadajnika nigdy nie dostał się na wejście odbiornika, nawet na krótką chwilę. Przekaźniki mechaniczne nie pozwalają na pracę CW QSK, tj. z podsłuchem między znakami telegraficznymi. W nowoczesnych urządzeniach KF i UKF stosuje się przełączanie diodami PIN działającymi z opóźnieniami rzędu ns.

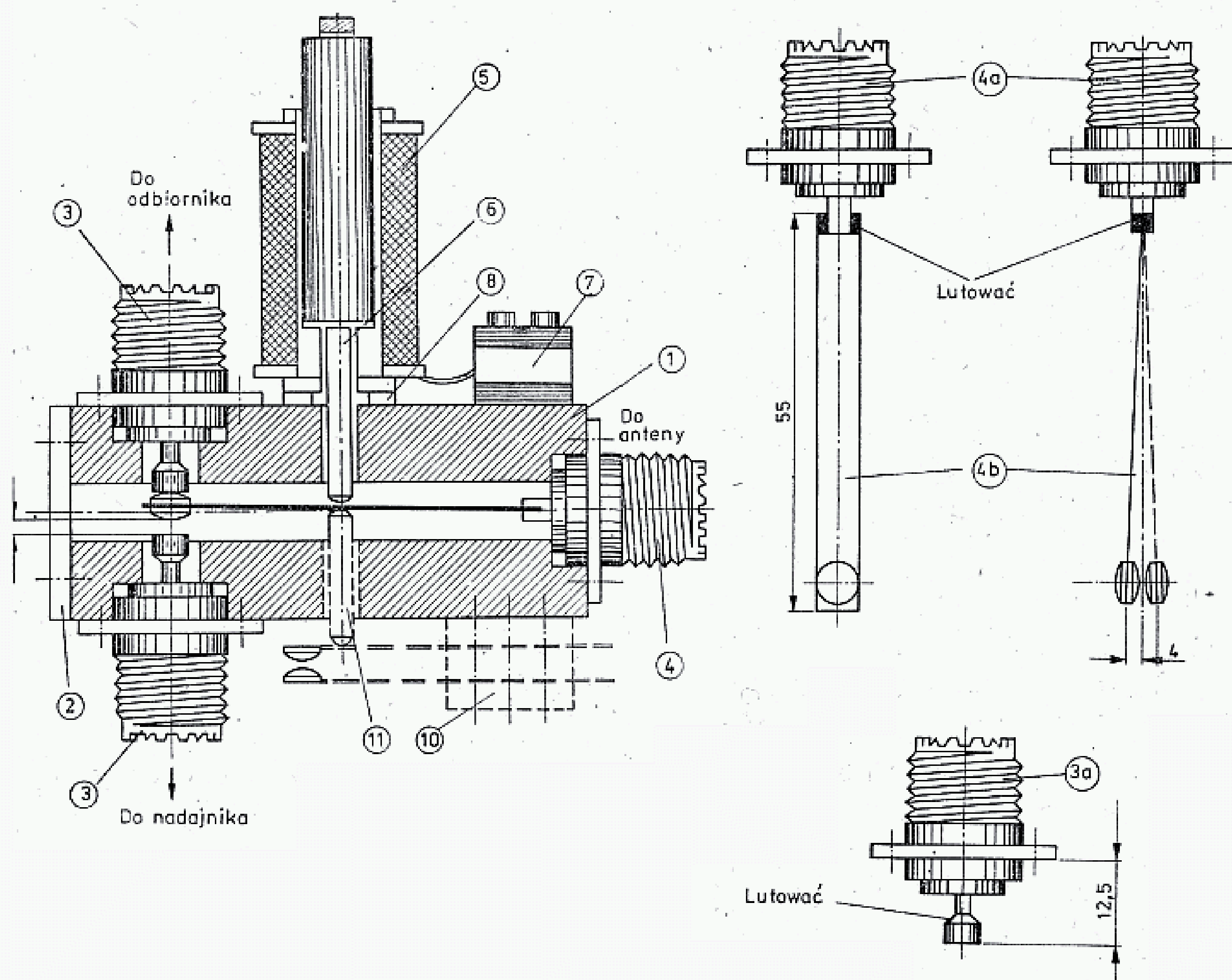
Dobierając odpowiednie stałe czasowe za pomocą układów RC można uzyskać prawidłową kolejność przełączania wszystkich obwodów.

Przełączniki antenowe charakteryzują następujące parametry: impedancja falowa Z_0, moc przenoszona P_{max} dla określonej częstotliwości, tłumienie przenoszenia A_p, tłumienie przesłuchu (izolacja) A_i, tłumienie odbicia A_R, względnie *WFS* oraz napięcie i prąd sterujący.

8.6.1 Przekaźniki elektromagnetyczne współosiowe

Pokazano tu dwa podstawowe układy rozwiązań konstrukcyjnych tych przekaźników. W pierwszym z nich (rys. 8.26), opisanym przez DJ3JT [32] oraz przez G3RPE [III/10] przełączanie anteny następuje do jednego z dwóch wrót, natomiast w układzie wg DB3TB [33] (rys. 8.27) wolne wroto dodatkowo łączone jest z obudową (masą), co zmniejsza przesłuch między wrotami.

W układzie DJ3JT (rys. 8.26) w klocku mosiężnym 73×30×30 wykonany jest otwór Ø 8 mm. W klocku zamocowane są trzy gniazda współosiowe. W zakresie do 144 MHz można stosować gniazda UC1, dla większych częstotliwości należy stosować gniazda N lub C. Złącza N są stosowane do pracy do 3 GHz, choć mogą



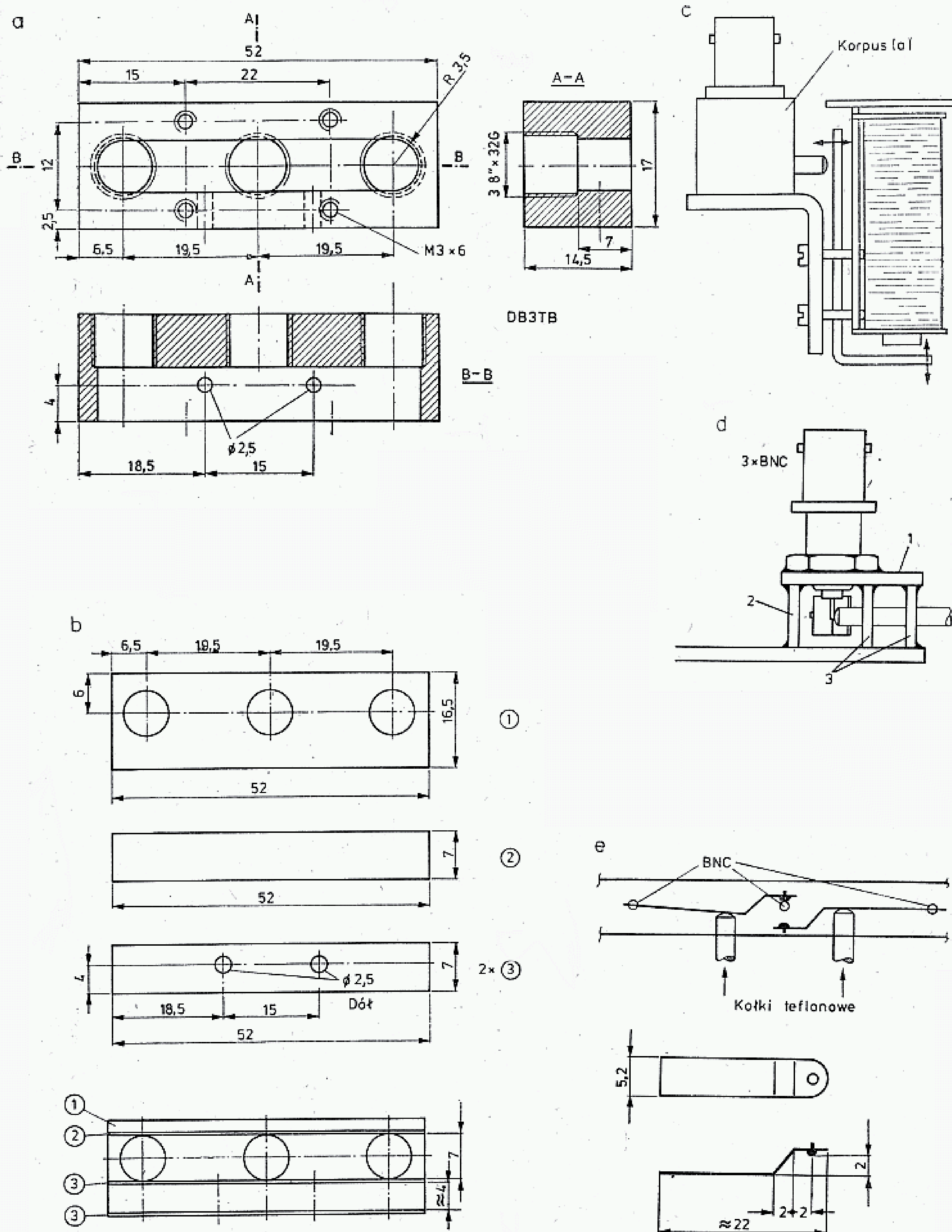
8.26. Przekaźnik antenowy, wg DJ3JT [32]

być użyte także jeszcze przy 10 GHz. Dopuszczają one napięcie 1500 V. Podobne parametry mają złącza *C* [32]. W otworze znajduje się taśma fosforobrązowa srebrzona o szerokości *w* zależnej od impedancji falowej przełącznika i złącz. Zgodnie z zależnością

$$Z_0 = 60 \ln \frac{D}{w}$$

dla $Z_0 = 50\ \Omega$ $w = 7$ mm; dla $60\ \Omega$ $w = 5{,}9$ mm, a dla $Z_0 = 75\ \Omega$ $w = 4{,}6$ mm.

Taśma jest wlutowana do złącza środkowego. Na końcu taśmy znajdują się małe srebrne styki. Podobne styki nalutowane są na końcówki złącz bocznych (styki i taśmę można uzyskać ze starych przekaźników). Całość przełączana jest elektromagnesem, który działa na styk ruchomy przez izolacyjny kołek (teflon). Na rysunku podana jest zasada konstrukcyjna, pozostałe szczegóły zależą od rodzaju złączy i elektromagnesu. Przekaźnik ten w wersji 60 Ω ma parametry pokazane w tablicy 8.6.1.



8.27. Przekaźnik antenowy, wg DB3TB [33]

a — korpus frezowany w bloku mosiężnym, b — korpus złożony z wycinków blachy *Ms* 0,5—1,5 mm, c, d — widoki przekaźników, e — styki sprężynujące

Tablica 8.6.1

Parametry przekaźnika współosiowego 60 Ω (rys. 6.26)

Częstotliwość [MHz]	Tłumienie odbicia A_R [dB]	Izolacja A_i [dB]
145	30	40
435	22	32
600	20	30
1000	14	23

W przekaźniku wg DB3TB (rys. 8.27) korpus może być wykonany z bloku mosiężnego 14,5×17×52 srebrzonego lub złożonego z kawałków blachy mosiężnej o grubości 0,5 do 1,5 mm, odpowiednio polutowanych. Gniazda BNC są wkręcane w gwintowane otwory w korpusie lub w nakrętki przylutowane na wierzchu blaszanej komory. Po wkręceniu zabezpiecza się je przed odkręcaniem, albo bocznym wkrętem dociskowym lub farbą. W skrajnych gniazdach środkowa końcówka jest nacięta wzdłużnie wraz z izolacją teflonową, co zapobiega obracaniu się tych końcówek po wlutowaniu styków ruchomych. Styki te wlutowuje się po wkręceniu gniazd BNC. Styki ruchome o szerokości 5,2 mm z taśmy sprężynującej, formuje się jak na rysunku. Po wlutowaniu jeden z nich powinien stykać się z obudową, drugi z końcówką złącza środkowego. Styki są popychane kołkami izolacyjnymi (teflon). Sposób mocowania elektromagnesu i płytka montażowa przekaźnika zależą od budowy elektromagnesu. Można tu zastosować części od przekaźnika MT6 lub podobnych. Przekaźnik ten w zakresie 0÷2,5 GHz ma tłumienie przenoszenia $A_p = 0,1$ dB, izolacji $A_i \geqslant 40$ dB i $WFS \leqslant 1,1$.

8.6.2 Przełączniki półprzewodnikowe

W nowoczesnych układach tranzystorowych do przełączania anteny stosuje się układy przełączające z diodami PIN. W tablicy 8.6.2 zestawiono parametry diod przełącznikowych i PIN, a w [34] W9KHC podaje charakterystyki diod PIN serii 4000. Obecnie produkowane diody PIN pozwalają na przełączanie mocy w.cz. do 400 W/50 Ω. Wymagają one wzmożonego chłodzenia i pracują w temperaturze do 90°C.

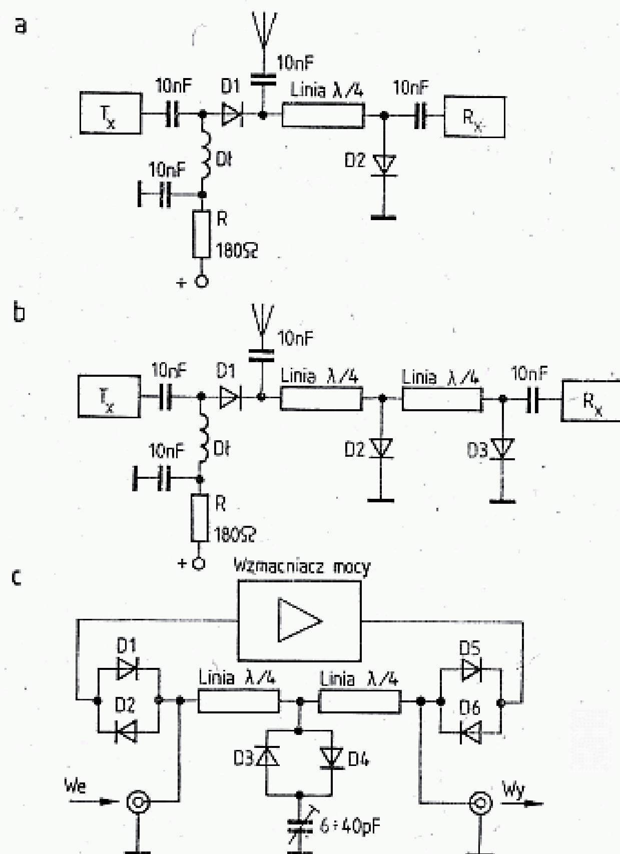
Na rysunku 8.28 pokazano podstawowy układ przełącznika N/O z diodami PIN. Jest on stosowany w transiwerze 432 MHz mocy 25 W [35]. W stanie bezna-

Tablica 8.6.2

Parametry diod przełączających na UKF [35]

Typ diody	f [MHz]	R_F [Ω]	R_R [Ω]	C [pF]
germanowa ostrzowa	150	20÷200	10 k	10÷20
krzemowa złączowa	150	5÷20	50 k	10
krzemowa w.cz.	150	2÷5	50 k	1÷5
PIN	150	0,8	10 k	1
PIN	30	0,8	40 k	1÷2

pięciowym antena jest połączona z odbiornikiem przez odcinek otwarty linii $\lambda/4$, zaś dioda szeregowa *D1* izoluje nadajnik. Po przyłożeniu dodatniego napięcia przez diody *D1* i *D2* płynie prąd 55 mA i ich rezystancje maleją do 0,75 Ω. W tym stanie dioda *D1* łączy nadajnik z anteną, a dioda *D2* na końcu linii $\lambda/4$ zwiera ją do masy. Zwarta linia $\lambda/4$ w miejscu dołączenia do anteny ma bardzo dużą impedancję wejściową, którą można oszacować ze znanej zależności: $Z = Z_0^2/Z_d = 50^2/0{,}75 = 3333\ \Omega$. Daje to w stosunku do $Z_0 = 50\ \Omega$ teoretyczną izolację $A_i = 55$ dB.



8.28. Przełączniki antenowe
a — układ z diodami PIN; izolacja — 30 dB, b — izolacja 40 dB, c — układ do dołączania wzmacniacza mocy przy pracy transiwerowej

W praktyce indukcyjności i pojemności rozproszone zmniejszają izolację do około 30 dB. Przez diodę *D1* płynie prąd 55 mA oraz prąd w.cz. $I_d = \sqrt{P/R} = \sqrt{25/50} = 0{,}7$ A. Strata mocy wynosi $\Delta P_d = I^2R = 0{,}75^2 \cdot 0{,}75 = 0{,}42$ W. Pozwala to na stosowanie diody PIN małej mocy.

Tłumienie przenoszenia teoretycznie powinno wynosić 0,2 dB, w praktyce wynosi 0,4 dB. Z mocy 23 W, przechodzącej od anteny do odbiornika dostaje się tylko 75 µW. Dołączenie jeszcze jednego odcinka $\lambda/4$ z diodą *D3* zwiększa izolację o dalszych 10 dB. Podane parametry zachowane są w pasmie ±3%. W zakresach MKF stosuje się linie paskowe $\lambda/4$ wykonane na laminacie dwustronnym. Wymiary linii oblicza się w sposób podany w rozdz. 3.5.3. Diody PIN mocuje się w otworze wyciętym w płytce laminowanej w taki sposób, by końcówki dołączane do masy i ścieżki były nie dłuższe od 1÷2 mm.

Diody PIN mogą być z nieco gorszym skutkiem zastąpione przez diody przełącznikowe, które jednak dopuszczają mniejsze prądy w.cz. oraz mają większą rezystancję w stanie przewodzenia, z czym wiążą się większe straty. Można stosować diody 1N4148, BA182, BAVP10, BAYP95 i podobne. W układzie z rys. 8.27c nie zastosowano sterowania prądem stałym, gdyż diody pod wpływem w.cz. same przechodzą w stan przewodzenia. Jest to układ przewidziany do włączania dodatko-

wego wzmacniacza tranzystorowego mocy do 50 W w tor antenowy oraz pomijanie go w czasie odbioru [36]. W czasie nadawania diody *D3* i *D4* zwierają jednostronnie dwie linie ćwierćfalowe, diody *D1*, *D2* dołączają wejście do wzmacniacza, diody *D5* i *D6* jego wyjście do anteny. Zwarcie linii $\lambda/4$ powoduje izolowanie wejścia od wyjścia. Trymer służy do kompensacji indukcyjności diod i umożliwia powiększenie izolacji. Wzmocnienie wzmacniacza powinno być o kilka dB mniejsze niż wynosi izolacja obu wrót [37].

Wykaz literatury do rozdziału 8[1)]

1. Szpakowski Z. SP5AHY: *Pomiary w radiokomunikacji amatorskiej*; WKŁ, Warszawa 1978.
2. Brenndörfer K. DF8CA: *5/50W Leistungsmesser bis 1,3 GHz*; UKW 4/83.
3. Kokot B., Schwarzmann D.: *HF Milivoltmeter.*; UKW, 4/83.
4. Frosin O., DF7QF: *UHF/SHF Leistungsmesser.*; UKW 2/81.
5. Zimmermann E.: HB8MIN: *A high sensitive RF meter*: DUBUS 2/80.
6. Bowen J.: WA4ZRP: *Accurate low power rf wattmeter*; HR 12/77.
7. Fowler R., N6YC: *RF power meter*; HR 5/81.
8. Vieland C.: DJ4GC: *Empfindlicher thermischer Leistungsmesser*; UKW 3/83.
9. Nodig J., LA8AK: *A simple microwatt meter for 1—500 MHz*; DUBUS 4/80, RC 9/80.
10. Frank J., WB9TQC: *Measuring coax cable loss with SWR meter*; HR 5/81.
11. Tiefenthaler H., OE5THL: *Mess-Reflektometer für VHF und UHF*; UKW 2/73.
12. Ehrlich J., DF3CK: *Reflectometer with coaxial coupler*; DUBUS 1/83.
13. Wilson L.; WB6QXF: *150 Watt UHF dummy load*; HR 9/76.
14. Kroenert J.; WA1YTC: *What your wattmeter really reads*? QST 2/81.
15. Orr B., W6SAI: *SWR Meter test*; HR 6/82.
16. Bieńkowski Z., SP6LB: *Mierniki współczynnika fali stojącej*; Radioamator i Krótkofalowiec 11/83.
17. Christof Als H., DC4IQ: *Reflektometr für VHF und UHF*; UKW 2/80.
18. Martin M., DJ7VY: *Breitband Richtkoppler zur SWR Messung*; UKW 1/83.
19. Gregory C., K8CG: *Checking transmissions lines with time domain reflectometry*; HR 6/80
20. Leenerts V., WØINK: *Automatic VSWR and power meter*; HR 5/80.
21. Lowe B., K4QF: *Impedance measuring using an SWR meter*; HR 4/79.
22. Stein R., W6NBI: *UHF and microwaves frequency counters*; HR 9/79.
23. Battle J., N40E: *What is your real SWR*?; HR 11/79.
24. Schrarzbeck G., DL1BU: *Messungen an Koaxialschaltern*; CQ 4/82.
25. Łapiński M.: *Miernictwo teleelektryczne*; WKŁ Warszawa 1972.
26. Dohlus M.: *Automatisches Rauschmessgerät*; UKW 2,3/82.
27. Gannaway J., G3YGF, Holmes D., G4FZZ: *Fussangeln bei Rauschzahl Messung*; UKW 2/82.
28. Plötz M., DC7CW: *A stable wideband noise generator*; DUBUS 3/75.
29. Ulbricht M., DB2GM: *Ein Rauschgenerator für VHF und UHF*; UKW 3/81.
30. Waxweiler R., DJ7VD: *Rauschgenerator mit definierter Rauschleistung*; CQ DL 12/81.
31. Stein R., W6NBI: *Diode noise source*; HR 6/79.
32. Huhnoldt E., DJ3JT: *Koaxialrelais*, UKW 1/63.
33. Chöpf K., DB3TB: *Hochwertiges Koaxialrelais*; UKW 1/82.
34. Boomer J., W9KHC: *PIN diode TR switch*; HR 5/76.
35. Ridpath J. ZL1BCG: *TR switching with PIN diodes*; QST 3/81.
36. *Amatorsko rele s diodami*; Radioamator-Jugosławia 6/83 oraz HR 8/80.

[1)] Zastosowano następujące skróty: UKW-UKW Berichte, HR-Ham Radio, RC — Radio Communication

DODATEK A

Program do obliczania położenia satelity OSCAR 10

```
10 REM PROGRAM 0A10/86 :AMSAT-
   DL 3/4-86 oraz CQ DL10/85

20 LET A=4.0932: LET E=0.5984:
   LET F=360.985647: LET G=
   2942.13984: LET I=26.26:
   LET N=12.93427922: LET O=
   98.9: LET Q=-.16009: LET V=
   .2701: LET W=79.4: LET ST=
   PI/180: LET TM=3
25 GO TO 400
30 INPUT "Dlugosc(SS.MM) L=";
   L;".";LM: INPUT "Szerokosc"
   ;"(SS.MM) B=";B;".";BM
35 LET LA=L+LM/60: LET BA=B+BM
   /60: GO TO 500
40 PRINT "QTH: L=";(INT (LA*
   100))/100;"  B=";(INT (BA*
   100))/100;" LOC ";Q$
45 INPUT "Dzien ";DZ;" mies. "
   ;MS;" rok ";RO
48 LET RB=RO
50 LET MB=MS+1: IF MB<4 THEN
   LET RO=RO-1: LET MB=MB+12:
   LET RB=RO+1
55 LET T=INT (RO*365.25)+INT
   (MB*30.6)+DZ-28553
60 INPUT "Czas UTC(HH.MM) ";UT
65 LET UT=INT UT+(UT-INT UT)/
   .6
70 LET T=INT T+.00001+UT/24
75 LET UT=24*(T-INT T): LET UM
   =60*(UT-INT UT)
80 IF TM=60 OR TM=120 THEN
   GO TO 90
85 PRINT "DATA:";RB;".";MS;
   ".";DZ;" T ";INT T;"  ";
   INT UT;".";INT UM;" UTC"
90 LET D=T-G: LET K=D*Q+O-
   100.3-T*F-LA: LET M=D*N:
   LET P=M
95 LET H=(P-E*SIN P-M)/(1-E*
   COS P): LET P=P-H
100 IF ABS (H)>.0001 THEN GO TO
    95
105 LET P=P/ST: LET R=1:
    GO SUB 900: LET Y=Y*SQR (1-
    E*E): LET X=X-E
110 GO SUB 950: LET R=A*R: LET
    P=P+W+D*V
115 GO SUB 900: LET H=X: LET R=
    Y: LET P=I
120 GO SUB 900: LET S=Y: LET Y=
    X: LET X=H
125 GO SUB 950: LET P=P+K: LET
    K=P+LA: LET UR=R
130 GO SUB 900: LET Z=S-SIN (BA
    *ST): LET X=X-COS (BA*ST)
135 LET H=Y: LET Y=Z: GO SUB
    950: LET P=P-BA+90: GO SUB
    900: LET J=Y: LET Y=H
140 GO SUB 950: LET C=180-P:
    LET X=R: LET Y=J
145 GO SUB 950: LET M=M/2/PI:
    LET MA=256*(M-INT M): LET
    EL=P
150 IF TM=60 OR TM=120 THEN
    GO TO 185
155 IF TM<>120 OR TM<>60 OR TM=
    0 THEN PRINT "AZ=";INT C;
    " EL=";INT EL;" MA=";INT MA
    ;" Orb.";INT M+1961
160 GO SUB 600
165 INPUT " Nastepne wspolrze";
    "dne po TM min, lub LISTU";
    "J : TM=60 albo TM=120. ";
    "Gdy wybierasz MA to TM=0";
    "; TM=";TM
170 PRINT "----------"
175 IF TM=0 THEN GO TO 700
180 LET CO=20
185 IF CO=0 THEN GO TO 165
190 IF TM=60 THEN LET CO=CO-1:
    PRINT "UTC=";INT UT;".";INT
    UM;" AZ=";INT C;" EL=";INT
    EL;" MA=";INT MA
195 IF EL<0 THEN GO TO 210
200>IF TM=120 AND CO=20 THEN
    CLS : PRINT AT 0,2;"T";AT
    0,5;"UTC";AT 0,11;"AZ";AT
    0,16;"EL";AT 0,20;"MA";AT
    0,27;"Orb"
205 IF TM=120 THEN LET CO=CO-1:
    PRINT INT T;;TAB 5;INT UT;
    TAB 10;INT C;TAB 16;INT EL;
    TAB 20;INT MA;TAB 26;INT
    M+1961
210 LET T=T+TM/1440: GO TO 75

400 REM Obliczanie wspolz.geog.
405 INPUT "NIL lub LOC=";Q$
410 IF Q$="NIL" THEN GO TO 30
420 LET LA=(CODE Q$(1)-65)*20-
    180+VAL Q$(3)*2+(CODE Q$(5)
    -65)/12+1/24
430 LET BA=(CODE Q$(2)-65)*10-
    90+VAL Q$(4)+(CODE Q$(6)-
    65)/24+1/48
440 GO TO 40

500 REM Obliczanie LOC
505 LET BC=(BA+90)*.1: LET LC=
    (LA+180)/20: IF LC>=18 THEN
    LET LC=LC-18
510 LET Q$=CHR$ (65+INT (LC))+
    CHR$ (65+INT (BC))
520 LET LC=(LC-INT (LC))*10:
    LET BC=(BC-INT (BC))*10
530 LET Q$=Q$+CHR$ (48+INT (LC)
    )+CHR$ (48+INT (BC))
540 LET LC=(LC-INT (LC))*24:
    LET BC=(BC-INT (BC))*24
550 LET Q$=Q$+CHR$ (65+INT (LC)
    )+CHR$ (65+INT (BC))
560 GO TO 40

605 LET K=K/360: LET K=(K-INT
    K)*360
610 LET X=UR: LET Y=S: GO SUB
    950: LET R=R*6378
620 PRINT "SSP : L=";INT K;
    " B=";INT P;" R=";INT R;
    " Km"
630 RETURN

700 REM Zadane MA
710 INPUT "MA";Z: LET Y=(Z-MA)
    /256
720 LET T=Y*2*PI/N+T
725 PRINT "+++++++++": GO TO 75

900 LET Y=R*SIN (P*ST): LET X=
    R*COS (P*ST): RETURN
950 LET R=SQR (X*X+Y*Y): IF X=0
    THEN LET P=90*SGN Y: RETURN

955 LET P=(ATN (Y/X))/ST:
    IF X>0 THEN RETURN
960 IF Y>0 THEN LET P=P+180:
    RETURN
965 LET P=P-180: RETURN

1000 REM POWODZENIA de SP6LB
     marzec 1986-©
```

Wyjaśnienia do programu:

1. Program składa się z następujących części:
   A — 10 do 210 — Obliczanie i wydruk parametrów satelity
   B — 400 do 440 — Przeliczanie współrzędnych LOC na geograficzne w stopniach i dziesiętnych stopnia.
   C — 500 do 560 — wyliczanie LOC ze współrzędnych geograficznych w stopniach i minutach
   D — 600 do 620 — Obliczanie współrzędnych punktu podsatelitarnego.
   E — 700 do 730 — Obliczanie godziny i pozostałych parametrów dla zadanego MA w dniu dla którego dokonano już obliczeń w części A.
   F — 900 do 965 — przeliczenia pomocnicze konieczne dla części A.
2. Przy prognozowaniu orbit można zrezygnować z wprowadzania części B, C, D i E. Dla TM = 120 otrzymuje się wydruk tylko orbit z dodatnią elewacją.
3. Program nie uwzględnia wpływu Słońca, Księżyca i hamowania w okolicy perygeum. W 1986 r. do otrzymanych wyników MA należy dodać +6 MA, zaś wyliczone położenia następują o około 10 minut wcześniej.
4. Dla uaktualnienia programu na 1988 r. należy wprowadzic zmiany

```
20  A = 4.Ø9293, E = Ø.6, G = 3285.56849, I = 27
    IV = 12.935725   O = 42.77   Q = -Ø.16Ø2
    V = Ø.268Ø   w = 172.52
155 INIM+2668
190 INTM+2668
```

Dokładność wyników ±1 min (styczeń 1988)

DODATEK B

Program do obliczania odległości i azymutu między stacjami

```
10 REM obliczanie odleglosci
   lacznosci UKF na podstawie
   lokatorow LOC.
11 REM SP6LB 10/85
12 LET P=PI/180
14 LET S=0
16 LET F=6367.55
18 LET L=65
19 REM NA SPECTRUM PRZY malych
   literach podstaw L=97 zas
   na ZX81 PODSTAW L=38
   ZAMIAST L=65 W WIERSZU 18
20 PRINT "WLASNY LOCATOR"
22 INPUT E$
24 LET F$=E$
26 PRINT E$
28 GO SUB 48
30 PRINT "DRUGI LOCATOR";
   TAB 22;"SUMA km"
32 LET LE=LF
34 LET BE=BF
36 INPUT F$
38 GO SUB 48
40 LET QRB=INT (ACS (SIN BE*
   SIN BF+COS BE*COS BF*COS
   (LF-LE))*F+.5)
42 LET S=S+QRB
44 PRINT F$;TAB (14-LEN STR$
   QRB);QRB;TAB (28-LEN STR$ S
   );S
46 GO TO 36
48 LET LF=(CODE F$(1)-L)*20-
   180+VAL F$(3)*2+(CODE F$(5)
   -L)/12+1/24
50 LET BF=(CODE F$(2)-L)*10-90
   +VAL F$(4)+(CODE F$(6)-L)/
   24+1/48
52 LET LF=LF*P
54 LET BF=BF*P
56 RETURN
58 REM Powodzenia w zawodach,
    73 !
            de SP6LB, 12/85
```

```
100 REM Obliczanie odleglosci i
    azymutu w lacznosciach UKF
    na SPECTRUM
120 REM SP6LB- 10/85 ©

140 LET P=PI/180: LET S=0
160 LET F=6367.55: LET L=65
180 REM LOC podawany DUZYMI
    literami
200 INPUT "Wlasny LOC: ";E$
220 PRINT "Wlasny LOC: ";E$

240 LET F$=E$: GO SUB 700
260 PRINT "Drugi LOC:";TAB 10;
    "QRB";TAB 17;"AZ";TAB 24;
    "Suma km"
280 LET LE=LF: LET BE=BF
300 INPUT F$: GO SUB 700
320 LET B=ACS (SIN BE*SIN BF+
    COS BE*COS BF*COS (LF-LE))
340 LET QRB=INT (B*F+.5)
360 LET S=S+QRB
380 LET Z=(SIN BF-SIN BE*COS B)
    /COS BE/SIN B
400 IF Z>1 THEN LET Z=1
420 LET AZ=INT ((ACS Z)/P)
440 IF AZ>=0 THEN GO TO 480
460 LET AZ=AZ+180
480 IF SIN (LE-LF)<=0 THEN
    GO TO 520
500 LET AZ=360-AZ
520 PRINT F$;TAB (13-LEN STR$
    QRB);QRB;TAB (19-LEN STR$
    AZ);AZ;TAB (30-LEN STR$ S)
    ;S: GO TO 300
700 LET LF=(CODE F$(1)-L)*20-
    180+VAL F$(3)*2+(CODE F$(5)
    -L)/12+1/24
720 LET BF=(CODE F$(2)-L)*10-90
    +VAL F$(4)+(CODE F$(6)-L)/
    24+1/48
740 LET LF=LF*P: LET BF=BF*P
760 RETURN

780 REM Powodzenia w zawodach
     73! de SP6LB,  10/85.
```

Wyjaśnienie: w przypadku rezygnacji z azymutów pomija się wiersze 3ØØ do 36Ø, a w wierszu 4ØØ TAB/ 19 — LEN STR$ AZ /; AZ

Uwaga: Zgodnie z decyzją Konferencji IARU (1987) przyjmuje się promień Ziemi R = 6371,3 km W wierszu 16 i 160 należy wpisać F = 6371.3

Tablica 1.3.1

Pasma przyznane służbie amatorskiej przez WARC-79

Region 1	Region 2	Region 3	Jedn.
—*)	50— 54 PRI (SEC)	50— 54 PRI (SEC)	MHz
144— 146 PRI	144— 148 PRI	144— 146 PRI	MHz
—		146— 148 SEC	
—	220— 225 PRI (SEC)	—	MHz
430— 440 PRI (SEC)	430— 440 SEC	430— 400	MHz
	902— 928 SEC	—	MHz
1240—1300 SEC	1240—1300 SEC	1240—1300 SEC	MHz
2300—2450 SEC	2300—2450 SEC	2300—2450 SEC	MHz
3400—3475 SEC	3300—3500 SEC	3300—3500 SEC	MHz
5650—5850 SEC	5650—5850 SEC	5650—5850 SEC	MHz
10,0—10,5 SEC	10,0—10,5 SEC	10,0—10,5 SEC	GHz
24,0—24,25 PRI (SEC)	24,0—24,25 PRI (SEC)	24,0—24,25 PRI (SEC)	GHz
47,0—47,2 PRI	47,0—47,2 PRI	47,0—47,2 PRI	GHz
75,5—81 PRI SEC	75,5—81 PRI SEC	75,5—81 PRI SEC	GHz
120±0,04 SEC	120±0,04 SEC	120±0,04 SEC	GHz
142—149 PRI SEC	142—149 PRI SEC	142—149 PRI SEC	GHz
241—250 PRI (SEC)	241—250 PRI (SEC)	241—250 PRI (SEC)	GHz

Objaśnienia skrótów w tablicach:
PRI — na zasadach pierwszeństwa, SEC — na zasadach drugorzędności,
PRI (SEC) — występują terenowe lub częstotliwościowe ograniczenia pierwszeństwa.
*) — poszczególne administracje mogą dopuścić za zgodą administracji krajów sąsiednich jako SEC.
Uplink — do satelity, downlink — od satelity;
ISM — urządzenia przemysłowe, naukowe, medyczne.

Tablica 1.3.2

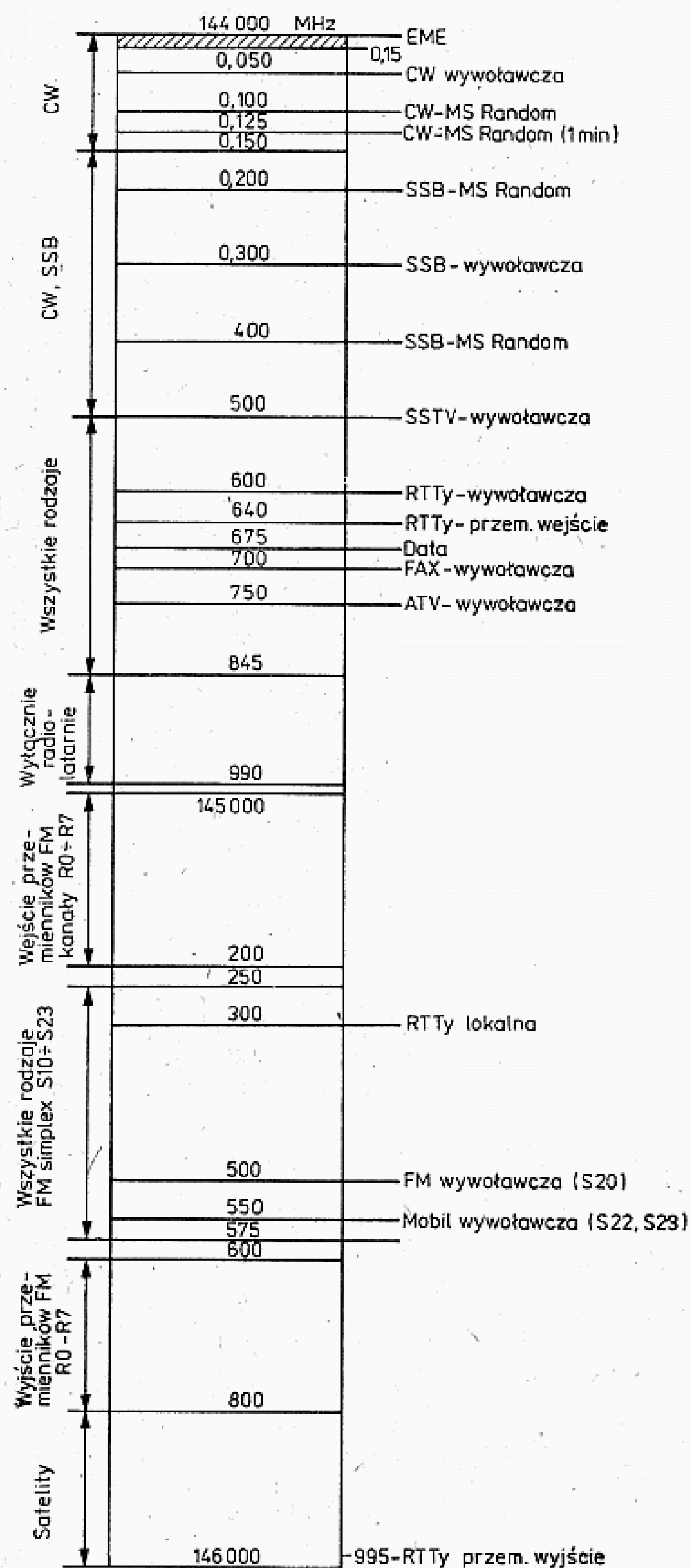
Pasma przyznane amatorskiej służbie satelitarnej przez WARC-79

MHz	7,0 —7,1	PRI
	14,0 —14,25	PRI
	18,068—18,168	PRI
	21,0 —21,450	PRI
	24,89 —24,99	PRI
	28,0 —29,7	PRI
	144 —146	PRI
	435 —438	SEC
	1260 —1270	uplink
	2400 —2450	SEC
	3400 —3450	SEC*)
	5650 —5670	uplink
	5830 —5850	downlink
GHz	10,45 —10,50	SEC
	24,0 —24,05	PRI
	47,0 —47,2	PRI
	75,5 —76,0	PRI
	76,0 —81,0	SEC
	142 —144	PRI
	144 —149	SEC
	241 —248	SEC
	248 —250	PRI

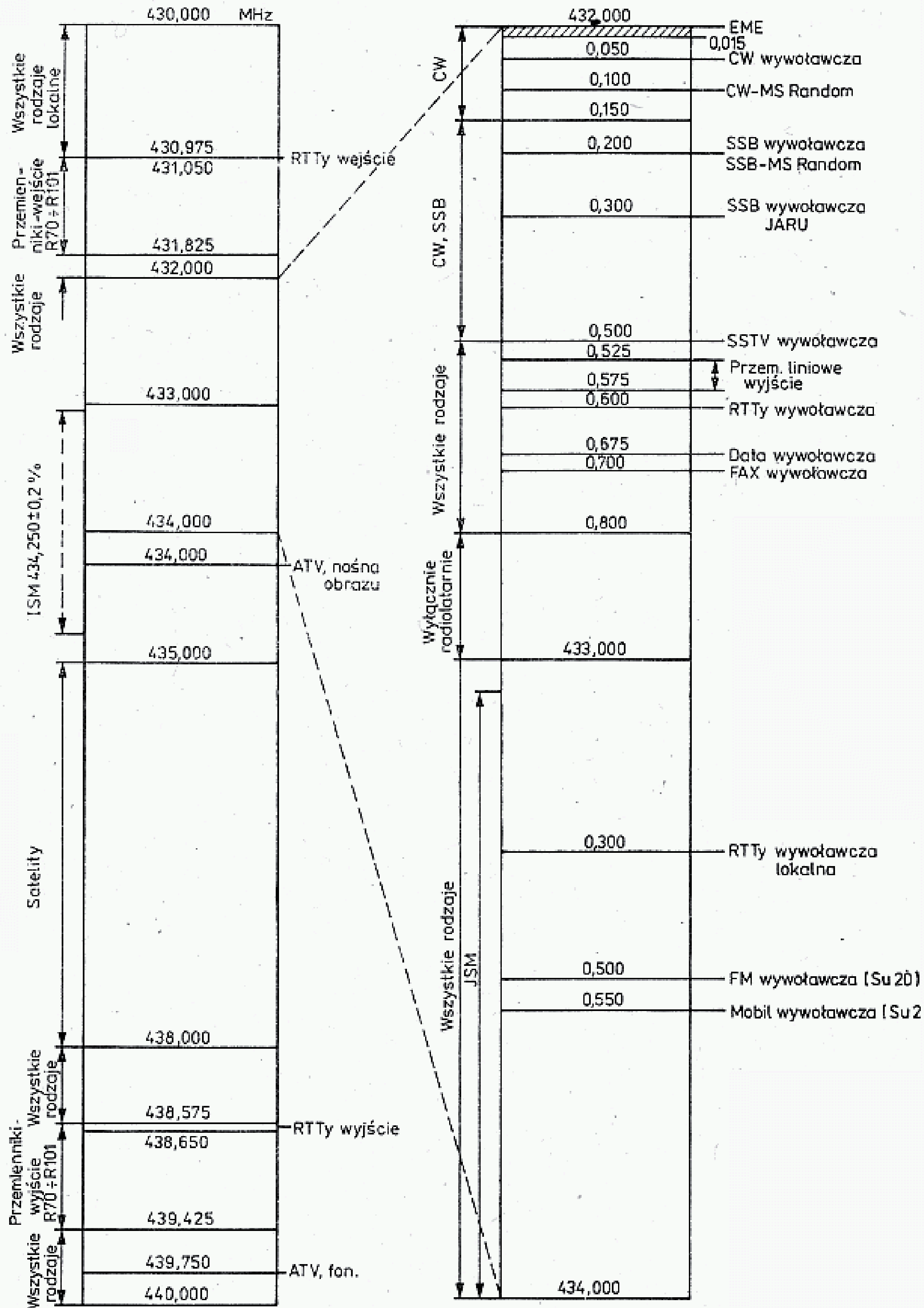
Oznaczenia jak w tabl. 1.3.1
*) — tylko Region 2 i 3

Podział pasm UKF i MKF

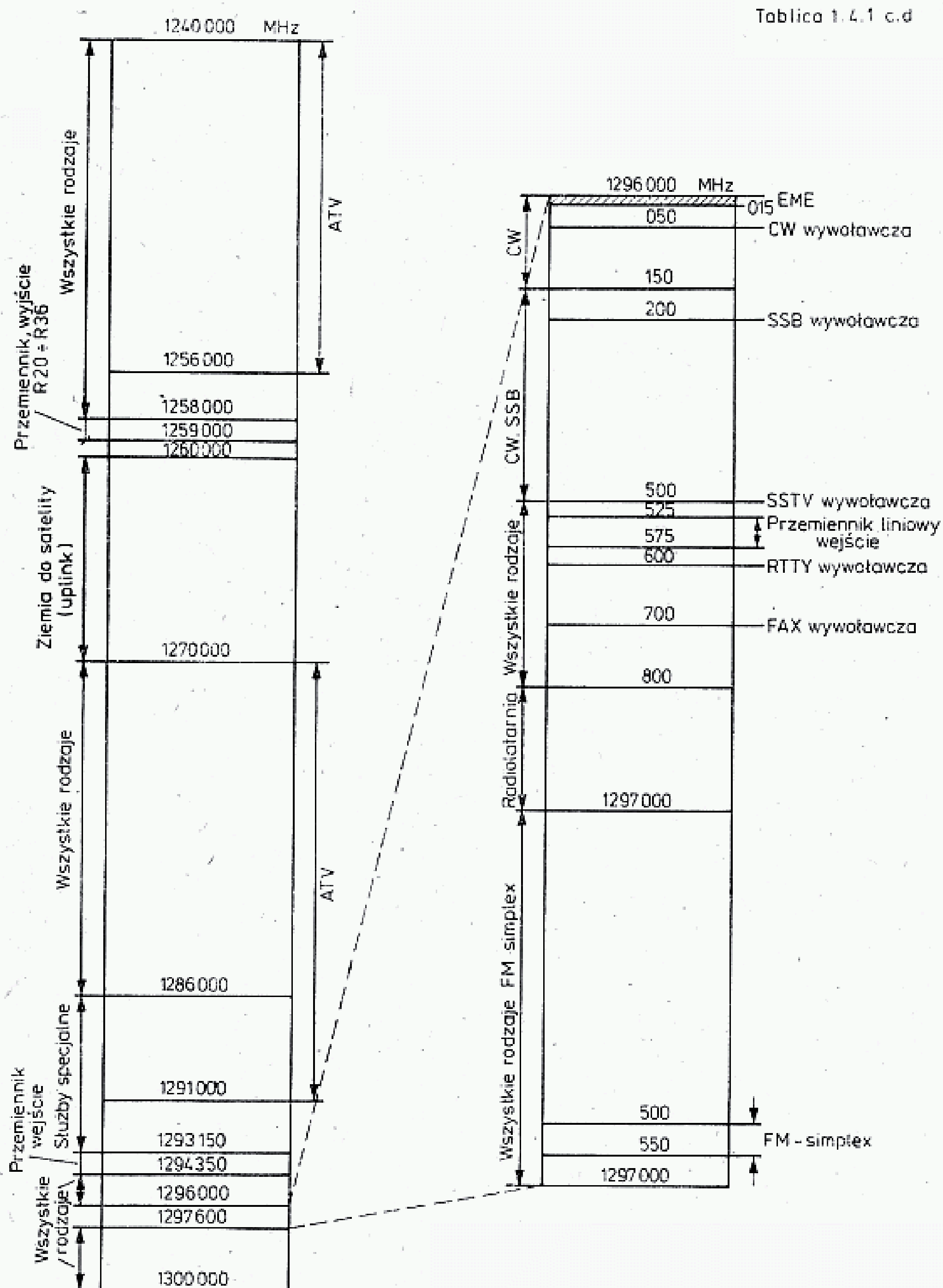
Tablica 1.4.1



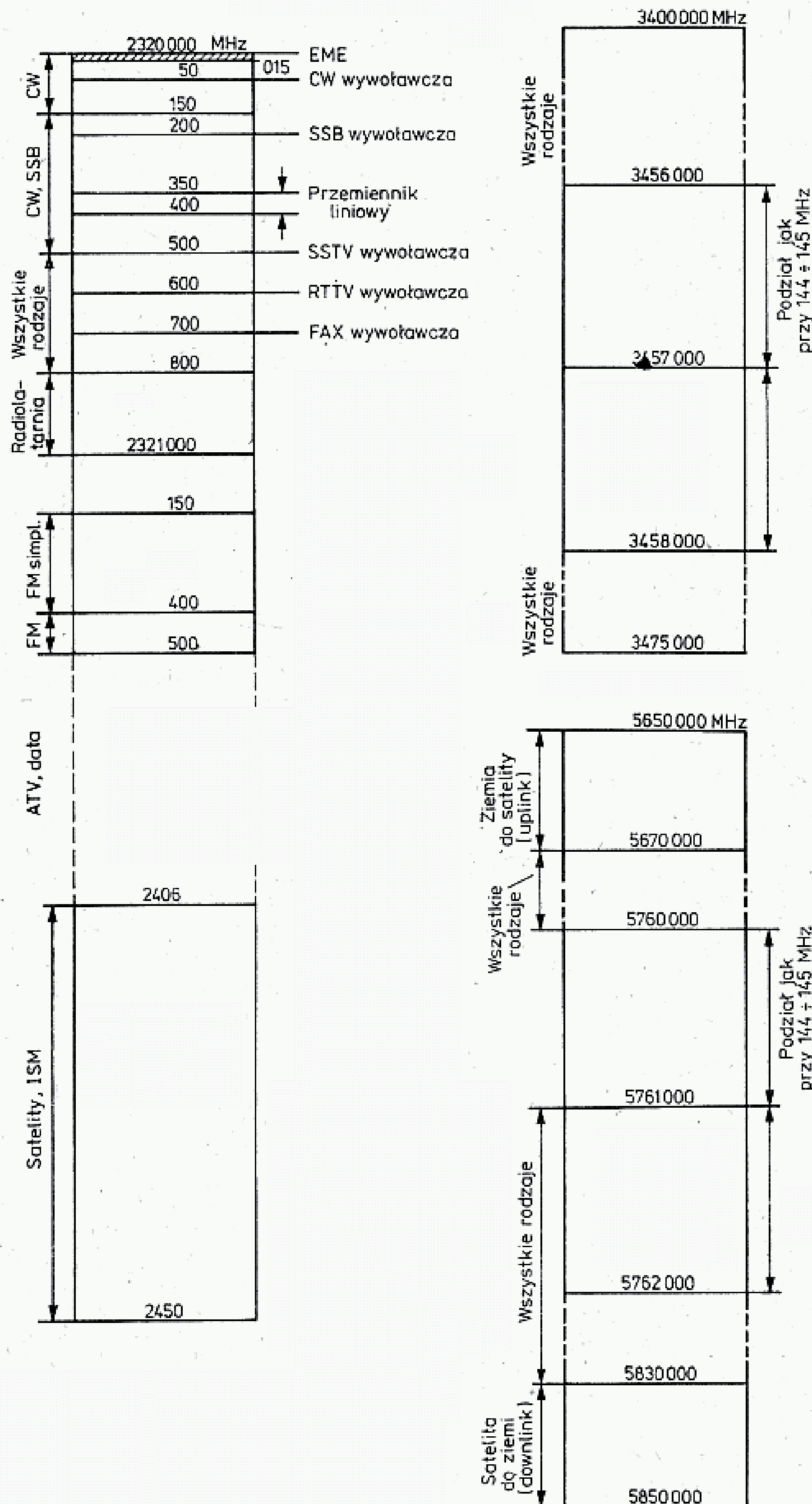
Tablica 1.4.1 c.d.



Tablica 1.4.1 c.d



Tablica 1.4.1 c.d.



Tablica 1.4.1 c.d.

10000 MHz
Wszystkie rodzaje
10080
10082
Wszystkie rodzaje
10224
10228
Wszyst-kie ro-dzaje
10260
ATV duplex 175 MHz
10300
FM 100 MHz
10335
10340
Wszyst-kie ro-dzaje
10368
10370
Wszyst-kie rodz. radiolat.
10400
simplex/duplex 30 MHz
10435
Szerokopasmowo
ATV duplex 175 MHz
10475
Satelity
10500

10080 MHz
10082
II kanał dla 10368-10370 144 MHz

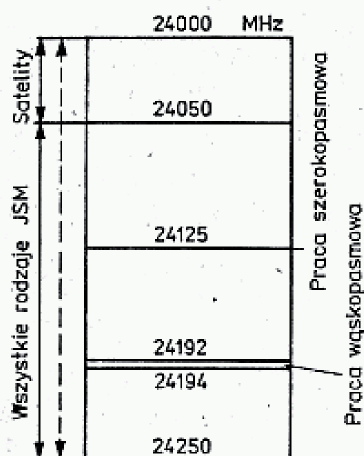
10224
10226
Duplex wąskopasmowa 144 MHz
10228
Przem. wąskopasmowa 144 MHz

10338
10340
Duplex wąskopasmowa 30 MHz

10368
0,150
Wywoławcza i robocza
Wąskopasmowa radiolatarnia
10370

Liczby 30, 100, 144 i 175 MHz dotyczą częstotliwości pośredniej

Tablica 1.4.1 c.d



Tablica 1.5.1

Rodzaje emisji najczęściej występujące w służbie radioamatorskiej

Określenie	Oznaczenie	
	stare	nowe
CW — telegrafia	A1, A2	A1A, A2A
AN — fonia, radiofonia	A3	A3E
SSB — fonia jednowstęgowa	A3J	J3E
FM — fonia z modulacją częstotliwości	F3	F3E
RTTY — dalekopis	A2J, A9J, F1, F9	J2B, F1B, F2B
CW-FSK — telegrafia z przesuwem częstotliwości		F1A, F2A
SSTV — telewizja wolno rysująca		J2F, J3F, F2C,
FAX — fototelegrafia		F3C
ATV — szerokopasmowa telewizja amatorska	F5	F3F

Tablica 3.4.1

Właściwości materiałów ferroxydowych produkcji zakładów POLFER

Oznaczenie materiału		Przenik. począt. μ_i	Współcz. strat $\frac{\operatorname{tg}\delta}{\mu_i}\cdot 10^{-6}$	przy f [MHz]	Rezyst. ϱ [$\Omega\cdot$m]	Typowe rdzenie
Cecha	Kolor					
U11	szary	10	120 600	10 100	10^4	Walcowe, walcowe z otworem, garnkowe-gwintowane
U31	pomarańczowy	30	110 800	5 50	10^4	
F24	j. niebieski	25	150 500	3 30	10^4	
F81	granatowy	80	50 100	1 10	10^5	pierścieniowe, antenowe
F82	fioletowy	80	50 130	1 10	10^4	kubkowe
F201	zielony	220	25 70	0,2 2	10^5	gwintowe, walcowe
F302	brązowy	250	30 70	0,2 2	10^4	gwintowe, walcowe
F605	biały	600	8 30	0,1 1	1	kubkowe, skrzydłowe pierścieniowe
F1001	czerwony	1500	4 25	0,01 0,2	1	kubkowe, walcowe, gwintowe
F1501	—	1500	2,5 15	0,01 0,2	1	kubkowe, skrzydłowe
F2001	żółty	2200	3 10	0,01 0,1	1	kubkowe, skrzydłowe, pierścieniowe
F3001	seledynowy	3500	2 12	0,01 0,1	1	EE, krzyżowe
F5001	różowy	5000			1	pierścieniowe

Tablica 3.4.2

Ferryty produkcji zakładów Pramet Sumperk (CSRS)

Oznaczenia materiału			Zakres częstotliwości [MHz]	Przenik. μ	Wsp. strat	
Kod	Cecha	Kolor			$\operatorname{tg}\delta/\mu_i$	przy f [MHz]
11	H10	czarny				
12	H11	biały	0,02—2,0			
13	H12	j. nieb.	0,2—2,5			
15	H18	fiolet.	0,1			
17	H22	pomar.				
16	H20	szary	0,01—0,3			
35	N2	ć. ziel.	0,2—3,5	200	10^{-4}	1
34	N1	żółty	0,5—18			
33	N05	ć. nieb.	2—35			
32	N02	j. ziel.	4—100	20	$4\cdot10^{-4}$	50
31	N01	czerw.	20—150	8	10^{-3}	100

Tablica 3.4.3

Ferryty produkcji zakładów Manifer (NRD)

Oznaczenie	Przenikalność początkowa $\mu_i \pm 20$	Zakres częstotliwości [MHz]
110	100	0,3—3
140	400	0,1—0,5
143	600	0,1—1,2
150	800	0,01—0,5
163	1000	0,01—0,5
183	2200	0,001—0,3
220	15	10—50
230	36	5—25
240	120	0,5—2,5
250	240	0,5—2,5
310	5	30—230
320	10	10—220
360	300	0,1—2,0

Tablica 3.4.4

Pierścienie ferrytowe produkcji ZSRR

Oznaczenie	Przenik. początk. μ	Zakres częstotliwości MHz		Współczynnik cieplny 10^{-6} $\alpha\mu$
		$\operatorname{tg}\delta \leqslant 0{,}1$	$\operatorname{tg}\delta \leqslant 0{,}02$	
2000 HH	2000	0,2	0,005	$3\div9$
600 HH	600	1,2	0,2	$6\div15$
300 HH	300	5	3	$5\div15$
150 HH1	150	35	17	$40\div80$
100 HH	100	30	15	$90\div300$
35 HH	30	120	—	$60\div260$
50 ВЧ 2	45	70	35	$-3\div+10$
30 ВЧ 2	30	200	100	$-35\div+35$
20 ВЧ	20	100	65	$-15\div+15$
7 ВЧ	7	—	200	$-14\div+70$

Wybrane rdzenie pierścieniowe produkcji zakładów POLFER (rys. 3.19b)

Typ RP×D×d×h	Materiał	A_l ±30% [nH]	C_1 [m⁻¹]	l_e [mm]	A_e [mm²]
2,5×1,5×1 (I)	F-3001 F-5001	350 500	12,3	6,02	0,489
4×2,4×1,5 (I)	F-3001	530	8,15	9,65	1,18
5×3×1,5 (I) 5×3×1,9 (I)	U-11 U-31	1,5 5,8	8,20 6,50	12,1 12,1	1,47 1,86
6,3×3,8×1,9 (I) 6,3×3,8×2,4 (I)	U-11 U-31 F-2001 F-3001	1,9 5,8 530 850	6,55 5,21	15,3 15,3	2,33 2,94
8×4,8×2,4 (I)	F-605 F-2001	150 540	5,12	19,3	3,76
10×6×3 (I) 10×6×3,8 (I)	U-11 F-605 U-31 F-82	3 180 11,5 31	4,10 3,24	24,1 24,1	5,88 7,45
12,5×7,5×4,8 (I)	F-2001	1080	2,55	30,1	11,8
16×9,6×6 (II)	F-2001	1250	2,05	38,5	18,8
20×12×6 (II) 20×12×7,5 (II)	F-605 U-11 F-82 F-2001	340 7,2 56 1560	2,05 1,65	48,1 48,1	23,5 29,2
25×15×7,5 (II) 25×15×9,5 (II)	F-81 F-2001	56 2000	1,64 1,30	60,2 60,2	36,7 46,3
31,5×19×9,5 (II)	F-81 F-2001	70 1960	1,31	75,9	58,5
40×24×12 (II) 40×24×16 (II)	F-81 F-2001 F-82 F-3001	90 2460 120 5200	1,03 0,77	96,4 96,4	94,0 125

Dane rdzeni dwuotworowych (rys. 3.19c)

Typ RKs×a×h×b	Materiał	d mm	c mm	Przeznaczenie
7×6×4	F82	1,6	2,9	Transf. szerokopsm. do 250 MHz
15×12×8	F-201	4,4	7,4	Transf. symetryzujące TV
14×8×8	F-201	3,7	5,3	Transf. symetryzujące TV
12×12×6	F-3001	1,75	6	Transf. impulsowe
14×12×8	U-11	3,8	6	Transf. symetryz. do 600 MHz

Tablica 3.4.6

Parametry pierścieni produkowanych przez firmy Amidon i Ferramic (USA), [9]

Żelazo sproszkowane Oznaczenie	Materiał kolor cechy μ_r f [MHz] Wymiar mm	41 zielony 75 —	3 szary 35 01,—0,5	15 czerw. b. 25 0,1—1,2	1 nieb. 20 0,5—5	2 czerw. 10 1—30	6 żółty 8 10—90	10 czarny 6 60—150	12 ziel/b 3 100—200	0 brąz 1 150—300
		Wartość A_L nH/zwój								
T 200	51×31,8×14,0	75,5	36,0	—	25,0	12,0	10,0	—	—	—
T 184	47×24,1×18,0	164,0	72,0	—	50,0	24,0	19,5	—	—	—
T 157	40×24,1×14,5	97,0	42,0	36,0	32,0	14,0	11,5	—	—	—
T 130	33×20,0×11,7	78,5	33,0	25,0	20,0	11,0	9,6	—	—	1,5
T 106	27×14,2×11,7	90,0	40,5	34,5	32,5	13,5	11,6	—	—	1,9
T 94	24×14,2×8,0	59,0	24,8	20,0	16,0	8,4	7,0	5,8	3,2	1,1
T 80	20×12,6×6,4	45,0	18,0	17,0	11,5	5,5	4,5	3,2	2,2	0,8
T 68	17,5×9,4×4,8	42,0	19,5	18,0	11,5	5,7	4,7	3,2	2,1	0,7
T 50	12,7×7,7×4,8	32,0	17,5	13,5	10,0	4,9	4,0	3,1	1,8	0,6
T 44	11×5,8×4,0	22,9	18,0	16,0	10,5	5,2	4,2	3,3	—	0,6
T 37	9,5×5,2×3,3	30,8	12,0	9,0	8,0	4,0	3,0	2,5	1,5	0,5
T 30	7,8×3,8×3,3	37,5	14,0	9,3	8,5	4,3	3,8	2,5	1,6	0,6
T 25	6,5×3,0×2,4	22,5	10,0	8,5	7,0	3,4	2,7	1,9	1,3	0,5
T 20	5,1×2,2×1,7	17,5	9,0	6,5	5,2	2,7	2,2	1,6	1,0	0,4
T 16	4,1×2,0×1,5	13,0	6,1	—	4,4	2,2	1,9	1.3	0,8	0,3
T 12	3,2×1,6×1,3	11,2	6,0	5,0	4,8	2,0	1,7	0,7	0,3	—

Tablica 3.4.6 cd.

Ferryty	Materiał μr f [MHz]	63 (Q_2) 40 1,5—25	61 (Q_1) 125 2—10	43 950 0,01—1	72 2000 0,001—1	75 5000 0,001—1
FT 33	5,8×3,0×1,5	7,9	24,8	189	398	990
FT 37	9,5×4,8×3,2	17,7	55,3	420	884	2210
FT 50	12,7×7,1×4,8	22,0	68,0	523	1100	2750
FT 82	21,0×13,2×6,3	23,4	73,3	557	1172	2930
FT 114	29,0×19,0×7,5	25,4	79,3	603	1268	3170

Parametry wybranych waraktorów i diod ładunkowych

a. Waraktory firmy Microwaves Associates [43]

Typ	U_{BR} [V]	C_{j6} [pF]	τ_p [ns]	R_{th} [°C/W]	f [GHz]	η [%]	Liczba struktur
44200	250	30	1000	5	0,1—0,5	65	1
44220	100	8	100	15	1— 2	65	1
44240	45	1,5	30	25	6—12	50	1
44250	40	0,6	30	100	10—12	40	1
44052	120	3,0	240	7,5	1— 3	60	3
44070	60	0,7	50	20	8—14	40	2
44060	80	1,2	120	15	3— 8	50	2
44020	100	1,6	180	12	2— 6	60	2
44040	60	0,7	50	20	8—14	40	2

b. Diody ładunkowe firmy Microwaves Associates [43]

Typ	U_{BR} [V]	C_{j6} [pF]	t_r [ns]	t_s [ps]	R_{th} [°C/W]	f [GHz]	η $n = 3$
44100	250	30	3000	3000	5	0,1— 1	65
44130	75	3,5	200	200	25	2— 6	60
44150	40	0,6	30	90	100	8—16	50
44310	35	3,0	30	200	300	0,5—3	60
43004	45	0,85	50	150	45	6—14	—
43543	50	0,55	25	60	125	1—20	—

c. Waraktory firmy RFT

Typ	U_{BR} [V]	P_{in} [W]	I_F [mA]	C_j [pF]	f_{g6} [GHz]	L_s [nH]	C_c [pF]	R_{th} [°C/W]
SAZ 54	90	6	10	4—8	20	2	0,6	10
SAZ 61	60	1,5	10	0,5—1,0	100	1,5	0,45	100
SAZ 71	30	1	—	0,3—0,5	50	1,5	0,45	200

d. Diody bimodalne firmy Valvo

Typ	U_{BR} [V]	C_{j6} [pF]	f_{g0} [GHz]	R_{th} [°C/W]	Zastosowanie			
					n	f_{in} [GHz]	P_{in} [W]	η [%]
BAY 96	120	35	25	7,5	3	0,14	25	64
BAY 66	100	25	—	10			12	
BXY 27	55	4,5	100	20	2	1	10	50
BXY 28	45	1,5	100	30	2	2	7	50
BXY 29	25	1	120	—	4	2,2	1	33
1N 4884	150	35	25	—	2	0,5	20	50
1N 5152	75	6	100	20	2	1	12	50
1N 5153	75	6	100	20	2	1	12	50
1N 5155	35	2	120	35	3	2	5	40
1N 5157	20	0,8	200	38	2	5	2,6	40

e. Diody ładunkowe firmy Valvo

Typ	U_{BR} [V]	C_{j6} [pF]	f_{90} [GHz]	R_{th} [°C/W]	t_r [ns]	t_s [ps]	Zastosowanie			
							n	f_{in} [GHz]	P_{in} [W]	η %
BXY 92	—	—	150	—	50	150	—	—	1	—
BXY 35	100	9	25	10	—	—	2	0,5	30	50
BXY 36	70	5	75	15	150	500	2	1	16	62
BXY 37	70	3	100	20	100	350	2	2	10	50
BXY 38	50	1,6	120	30	75	300	2	3	5	52
BXY 39	40	1	150	35	50	200	4	2,2	2	24
BXY 40	25	0,65	180	40	50	150	10	1	1	3
BXY 41	20	0,4	200	50	25	100	8	1,5	1	5
CXY 12	6	0,5	500	GaAs			4	9	0,5	10

f. Diody ładunkowe ze strukturą PIN firmy Thomson — CSF

Typ	P_{out} [W]	f [GHz]	t_r [ns]	t_s [ps]
DH 294	0,5	0,2—2	125	400
DH 200	20	0,5—2	250	1000
DH 270	15	2 —3	160	700
DH 110	9	2 —4	100	400
DH 293	6	3 —6	60	250
DH 252	3	2 —8	95	200
DH 256	2	5 —12	20	120
DH 292	0,6	8 —16	10	75
DH 267	0,2	10 —25	6	60

g. Waraktory firmy CEMI UNITRA

Typ	U_{BR} [V]	C_{j6} [pF]	f_{96} [GHz]	P [W]	R_{th} [°C/W]	C_{j0}/C_{j6} [pF/pF]
BXDP 14	6	1/0	90	0,2	—	2
BXDP 43	90	8—10	15	4	18	2
BXDP 44	60	2,5+3,5	60	2	55	2
BXDP 45	60	2,5+3,5	40+60	2	40	2,3
BXDP 46	60	1,5+2	60+80	2,5	50	2
BXDP 51	12	0,5+0,9	120	0,5	200	2
BXDP 52	20	0,5+0,9	150	0,5	150	2

Tablica 5.4.1

Miniaturowe mieszacze podwójne zrównoważone

Model	SRA 1	TFM 2	SBL 1	SBL 1X	ASK1	TAK1H	TAK2H	TAK3H
1. Częstotliwość [MHz]								
f_s, f_h	0,5—500	1—1000	1—500	10—1000	1—600	2—500	5—1000	0,1—250
f_p	DC-500	DC-1000	DC-500	0,5—500	DC-600	—	—	—
2. Tłumienie przem. [dB]								
— cały zakres	8,5	7,0	8,5	9,0	8,5	8,5	10	8,5
— zakres ogranicz.	6,5	6,0	7,5	7,5	7,0	—	—	—
3. Izolacja H/S [dB]								
— dół pasma	50	50	45	45	50	—	—	—
środek pasma	40	40	35	30	35	—	—	—
— góra pasma	30	30	25	20	20	—	—	—
4. Moc heterodyny [dBm]	+7	+7	+7	+7	+7	+17	+17	+17
5. Poziom kompr. [dBm]	—	—	—	—	—	+14	+14	+13
6. Cena porównyw.	12	5	5	5	6	—	—	—

Tablica 6.1.1

Tranzystory mocy dla zakresów UKF

Typ	Zast.	f_T	U_{CEO}	P_{tot}	I_{cm}	R_{th}	C_o	f	U_{CE}	I_{co}	P_o	G	η
		[MHz]	[V]	[W]	[A]	[°C/W]	[pF]	[MHz]	[V]	[A]	[W]	[dB]	[%]
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
2N4427	AF	700	20	3,5	0,4	35	<4	175	12	0,1	1	>10	50
2N3866	AF	700	30	5	0,4	35	<3	400	28	0,06	1	>10	60
2N3553	AF	500	40	7	1,0	25	<10	175	28	0,25	>2,5	>10	50
2N3375	AF	500	40	11,6	1,5	15	<10	400	28	0,25	>3	8,7	65
2N3632	(A)F	400	40	23	3	7,5	20	175	28	0,25	13	5,9	70
BFS50	AF	600	18	2,7	0,4		4,5	175	12		1	6	45
BFW16A	AF	1200	25	1,5	0,3	25	4	1000	18		1	4,8	
								250	18	0,07	1,5	16	
BLYP22	F	300	40	11,6	0,5						7	8,4	50
BFY99	AF	300	40	5	0,35						3	11	56
BSXP93	AF	500	15	0,4	0,2	=	2N2369						
BSXP65	AF	250	30.	0,5	0,8	=	2N2222A						
2N2219A	AF	250	30	0,8	0,8								
BD137	AF	250	60	6,5	1,5								
2N5591			18	70	4			175	13,5		25	4,4	
2N5944			16	5	0,4			470	12,5		2	9	
2N5945			16	15	0,8			470	12,5		4	8	
2N5946			18	38	2			470	12,5		10	6	
2N6080			18	12	1,5			175	12,5		4	12	
2N6081			18	31	2,5			175	12,5		15	6,3	
2N6082			18	65	4			175	12,5		25	6,2	
2N6083			18	65	4			175	12,5		30	5,7	
2N6084			18	80	6			175	12,5		40	4,5	
KF630D	AF	500	25	5	0,4		6	160	12	0,5	1		
KF913A	AF	1000	55	12	1,0			1000	28		11		
KT913	AF	1000	55	8	1,0			1000	28		6		
KT913B	AF	1000	55	4,7	0,5			1000	28		3,5		
KT644	AF	>100	60	1	0,6								
KT610A	AF	1000	20	1,5	0,3				10	0,03			
K902	AF	250	70	20	4	FET	100	250	50	0,05	1,8	15,4	
BFW98	F	1300	18	2,5	1			470	13,8		0,6		
BFX49	AF	1300	36	2,5	0,7			470	28		0,5		
BLX13	A		36	70	6			28	28	1,0	25	18	

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
BLX14			36	88	12			70	28	1,4	50	7,5	
BLX15			55	145	20			70	50	1,4	150	9	
BLX65	F	900	18	3	2			470	13,8	0,1	2	6	
BLX66	F	900	18	4	2			470	13,8	0,1	2,5	8,5	
BLX67	F	900	18	4,5	2			470	13,8	0,1	3,0	8,5	
BLX68	F	900	18					470	12,5		7	5,5	
BLX69	F	1000	18	50	10			470	13,5	1	20	> 4	
BLX91	F	> 1000	33	4	0,8			1000	28	0,1	1,4	5,5	
BLX92	F	> 1000	33	6	2			1000	28	0,1	2,5	5,5	
BLX93	AF	> 1000	33	12,5	3			1000	28	0,1	5	5,1	
BLX94	AF	1000	36	50	6			470	28	1	20	> 6	
BLX95	AF	900	33	88	12			470	28	1,4	40	5,2	
BLY33	A		33	5	1,5			175	13,8	0,2	2	8	
BLY34	A		20	5	1,5			175	13,8	0,2	3	8	
BLY35	A		33	12	7,5			175	13,8	1	7		
BLY36	A		20	12	7,5			175	13,8	1	13	5	
BLY37	AF		36	10	2,5			470	28		6	7	
BLY38	F	1000	18	5,5	1,5			470	13,8		1,8	7,8	
BLY53A			18	8	4			470	13,8	0,5	7	5,4	
BLY56			20	10	3			175	13,8	0,2	4	10	
BLY76	AF	1000	36	5	1,5			470	28		1,8	7,8	
BLY83	A	450	33	12	7,5		< 45	175	13,8	0,66	7	13	77
	CW							175	24	0,84	13	0,8	65
BLY84	F	470	20	12	7,5			175	13,8	1	13	5	
BLY85	AF	400	20	10	3			175	13,8	0,2	> 4	10	
BLY87A	AF	700	18	17,5	3,8	9,4	< 20	175	13,5	0,8	8	9	70
BLY88A	AF	700	18	32	7,5	4,9	< 40	175	13,5	1,7	15	7,5	65
BLY89A	AF	650	18	70	10	2,5	< 90	175	13,5	2,6	25	6	70
BLY90	AF	550	18	130	20	1,4	160	175	12,5	5,3	50	5	75
BLY91A	AF	500	36	17,5	2,3	9,4	< 15	175	28	0,4	8	12	65
BLY92A	AF	500	36	32	4,5	4,9	< 30	175	28	0,8	15	10	65
BLY93	AF	500	36	70	9	2,5	< 65	175	28	1,5	25	9	60
BLY94	AF	500	36	130	12	1,4	130	175	28	2,8	50	7	65
BLY97	AF		33	10	3			175	24	0,2	4	20	
BLY98	AF		33	8	3			470	28	0,5	7	8	
C1—12			15	5	0,25			470	12,5		1	10	
C3—12			17	10	1			470	12,5		4	6	
C12—12			17	25	2			470	12,5		12		

Parametry tranzystorów V-MOS-FET

Wartości graniczne przy 25°C	DV 2805	DV 2810	DV 2880
$U_{GS\,max}$	40 V	40 V	40 V
$U_{DS\,max}$	80 V	80 V	80 V
$U_{DG\,max}$	80 V	80 V	80 V
$I_{D\,max}$	0,5 A	1 A	8 A
P_{str} przy t_{case} = 25°C	10 W	20 W	160 W
Warunki pracy przy U_{DS} = 28 v, f = 175 MHz			
Moc wyjściowa P_{wy} minimum	5 W	10 W	80 W
Sprawność η	60%	60%	65%
Nachylenie charakter. g_m przy $0{,}5I_{D\,max}$	65 mS	130 mS	800 mS
Pojemność wejściowa przy $U_{GS} = 0$ V	12 pF	22 pF	210 pF
Pojemność wyjściowa $C_{oss}/U_{GS} = 0$ V	11 pF	21 pF	175 pF
Pojemność zwrotna $C_{rss}/U_{GS} = 0$ V	1,5 pF	3 pF	25 pF
Współcz. szumów F przy $0{,}05I_{D\,max}$	6,8 dB	6,8 dB	4,0 dB
Rezystancja tranzystora $R_{DS\,on}$	1 Ω	1 Ω	0,5 Ω
Rezystancja obciążenia R_a	642 Ω	43,5 Ω	3,28 Ω

Budowa oznaczenia:
DV — częstotliwość nominalna 175 MHz,
28 — nominalne napięcie 28 V
10 — nominalna moc wyjściowa 10 W.

Triody i tetrody nadawcze UKF i MKF

Typ	Wartości maksymalne									Żarzenie	Pojemność
	Strata anodowa P_a [W]	Napięcie anodowe U_a [V]	Napięcie ekranu U_{sz} [V]	Strata w ekranie P_{sz} [W]	Prąd anody $I_a(I_k)$ [mA]	Napięcie siatki U_{s1} [V]	Strata w siatce P_{s1} [W]	Prąd siatki I_{s1} [mA]	Częstotliwość f [MHz]	Napięcie [V] Prąd [A]	C_{we} [pF] C_{s-a} [pF] C_{wy} [pF] (C_{a-k})
Triody chłodzone powietrzem											
			Chło-dzenie								
2C39A	100	1000	18 m³	min	(125)	+25	—	50	3000	6,3 1,0	6 2 (0,035)
2C39BA	100	1000	—	—	(125)	+30	—	50	3000	6 1,0	6 2 (0,035)
3CX100A5	100	1000	—	—	(125)	+30	—	50	3000	6 1,0	6 2 (0,035)
YD1050	100	800	—	—	(125)	+25	—	50	3000	6 1,0	6 2 (0,035)
YD1051	100	1000	—	—	(190)	+30	—	50	3000	6 1,0	6 2 (0,045)
YD1053	100	800	—	—	(125)	+25	—	50	3000	6 1,0	6 2 (0,035)
7211	100	1000	—	—	(190)	+30	—	50	3000	6,3 1,0	6 2 (0,035)
7289	100	1000	—	—	(125)	+30	—	50	3000	6 1,0	6 2 (0,035)
LD7/Gi78	350	2500	24 m³	min	(400)	+80	2,5	—	1760	12,6 2,05	11 4,6 (0,07)
LD12/gi128	80/20	800	48 m³	min	(150)	+80	2	—	3300	12,6 0,8	11 2,6 (0,04)
Triody podwójne											
832A/GU32	15	750	250	5					200	12,6 0,8 6,3 1,6	8 0,07 3,8
829B/GU29	40	750	240	7					200	12,6 1,13 6,3 2,26	14,5 0,12 7
QQE03/20 SRS4452	20	600	250						200	12,6 0,65 6,3 1,3	
QQE06/40	40	750	250		240				500	12,6 0,9 6,3 1,8	
Tetrody dyskowe											
4X150A	150	2000	400	12					500	6 2,6	15,5 0,03 4,5
4X250B	250	2000	400	12					175	6 2,1	18,5 0,04 4,7
4CX250B QEL2/275	250	2000	350						175 500 175	6 2,6	
4CX300A									500	6 2,75	29.5 0,04 4,8

Maksymalne nagrzanie t_{max} [°C]	Nachylenie S [mA/V] Wzmocnienie k[V/V]	Klasa pracy	U_a [V]	U_{sz} [V]	I_{ac}/I_a [mA]	I_{sz} [mA]	I_{s1} [mA]	U_{s1-s1} [V]	P_{we} [W]	R_a [Ω]	P_{wy} [W]	
175	25											
200	25											
250	25											
200	27											
250	30											
250	27											
150	30											
300	25	C	1200	—	260	—	—	−12	13	2 ko	200	70 cm
—	23	C	800	—	150	—	—	—	—	—	15	23 cm
—	10											
		C,A1	750	200	48	15	2,8	−65	0,2		26	
		C,A3	600	200	36	16	2,6	−65	0,16		17	
		C,A1	500	200	240	32	12	−45	0,7		83	
		C,A3	425	200	212	35	11	−60	0,8		63	
		B	500	200	27/230	—		−18	0,4	4,8k	76	
	2,5	C,A1	600	250	100						48	
		C,A3	500	250	80						31	200 MHz
		×3	300	250	90						10	
	4	C,A1	600	250	200	16		−80			90	
		C,Ai	500	250	200	16		−60			60	500 MHz
		B1	600	250	120	23		−27			50	
		B2	600	250	200	26		−25			86	
		C,A1	1250	250	200	20	10	−90	0,8		195	
		C,A3	1000	250	200	20	15	−105	2		140	
		AB2	1250	300	475max	0/65	100V	−44	0,15	5,6k	425	push-pull
		C,A1	2000	250	250	25	27	−90	2,8		410	
		C,A3	1500	250	200	25	17	−100	2,1		250	
		AB_1	2000	350	500	30	100V	−50	0	8,3k	650	
		C,A1	2000	250	250						390	
		C,A1	2000	300	250						250	
		SSB	2000	350	100/250						300	
		C,A1	2000	250	250	25	27	−90	2,8		410	
		C,A3	1500	250	200	25	17	−100	2,1		250	
		AB1	2000	350	250	15	0	−50	0		350	

Tablica 6.5.1

Tranzystory w torach nadawczych MKF

Typ	U_{max}	I_{max}	P_0	G przy f		f_T	C_{12e}	C_{CBo}
	[V]	[mA]	[mW]	[dB]	[GHz]	[GHz]	[pF]	[pF]
BFW 92	15	50	130	11	0,8	1,5		0,7
BFR 14	12	30	250	9	2,0	3,6	0,5	
BFR 14a	12	30	250	10	2,0	5	0,45	
BFR 34	12	30	200			3,3		0,75
BFR 34a	12	30	200	13	0,8	4,5		0,75
BFR 90	15	25	180	19	0,5	5	0,4	
BFR 91	12	35	180	16	0,5	5	0,8	
BFR 96	15	90	500	16	0,5	—	—	
BFR 94	25	300	3500	13,6	0,5	3,5	—	3,8
BFT 12	15	300	700	7,5	0,8	2	—	3,0
BFT 65	15	50	250			4,5		0,85
BFT 66	15	30	260			4		0,6
BFY 90	15	50	200	22		1,3	0,8	
BFW 16A	25	300	1500	16		1,2	1,7	
BFW 30	10	100	250	21		1,6	0,8	

Tablica 6.6.1

Podstawowe dane techniczne niektórych transformatorów sieciowych produkcji ZATRA

Typ	Uzwojenie pierwotne I_0		Uzwojenie wtórne	Typ	Uzwojenie pierwotne I_0		Uzwojenie wtórne
TS1/1	220	0,013	25/0,04	5/5	110/220	0,05	15,6/0,3
2/4	220	0,015	5,2/0,28	5/6	220	0,035	10/0,5
2/5	220	0,02	21/0,06	6/2	110/220	0,027	5,5/1
2/6	380	0,02	21/0,06	6/3	110/220	0,027	8,5/0,7
2/14	220	0,02	8,2/0,22	6/4	220	0,027	8,5/0,7
2/15	220	0,02	10,1/0,18	6/5	220	0,027	5,5/1
2/16	220	0,02	6/0,22	6/6	220	0,027	2×5,7/0,4
2/18	220	0,02	2×5,5/0,14	6/9	220	0,07	6,1/1
2/20	220		10,6/0,2	6/10	220	0,05	2×11,5/0,25;
3/3	110/220	0,005	2×4,2/0,35				5,6/0,3
3/8	220	0,04	2×3,7/0,3	6/12	220	0,027	8,5/0,7
4/3	230/250	0,03	42/0,019;	6/13	220	0,04	30/0,1; 68/0,03
			8,9/0,05;	6/15	220	0,04	6/1
			25/0,05	8/1	220	0,035	11,5/0,6
4/4	220/240	0,03	45/0,02;	8/2	220	0,08	24/0,7;
			9,4/0,05;				2×20/0,08
			15,8/0,06	8/3	110/220	0,03	2×10,1/0,37
4/6	220	0,035	28/0,03;	8/6	110/220	0,04	6,8/1,2
			9,5/0,05; 25/0,09	8/7	220	0,035	11,5/0,6
4/7	220	0,015	7/0,3	TS8/8	220	0,045	6,8/1,1
4/8	220	0,03	2×12,5/0,05;	8/9	220	0,03	8,25/0,7
			0,85/0,5;	8/10	220	0,06	2×10,5/0,35
			0,15/0,5	8/12	110/220	0,05	7,5/0,9
5/3	220	0,045	10/0,5	8/13	110/220	0,05	2×10,4/0,35

Tablica 6.6.1 cd.

Typ	Uzwojenie pierwotne	I_0	Uzwojenie wtórne
8/15	220	0,05	22 8/0,25; 8/0,4
10/1	220	0,025	2×9,2/0,35; 7,7/0,23; 3,3/0,24
10/3	110/220	0,035	9,1/1
10/4	220	0,045	13,5/0,65
10/5	110/220	0,045	9,1/1
10/7	110/127		
	220	0,05	12/0,15; 23/0,3
10/8	220	0,05	20/0,35
12/1	110/220	0,027	5,5/2
12/2	110/220	0,035	9,1/1,2
12/3	110/220	0,05	11,5/1
12/4	110/220	0,045	9,1/1,2
15/1	110/220	0,11	6/2,5
15/3	220	0,11	6/2,5
15/4	220	0,04	2×15,7/0,5
15/5	220	0,06	2×15,7/0,5
15/6	220	0,06	2×15,7/0,3; 6,3/0,4; 3,7/0,25
15/7	240	0,04	2×15,7/0,5
15/8	220	0,11	6/2,5
15/9	220	0,06	28/0,345; 9/0,49
15/11	110/220	0,11	6/2,5
15/12	220	0,04	2×15,7/0,5
15/13	220	0,06	2×28,5/0,25
15/14	110/220	0,04	2×15,7/0,5
15/15	110/220	0,04	6,3/1,33; 7,8/0,1; 18,5/0,1
15/16	220	0,05	2×13,5/0,5
15/17	220	0,04	5,5/0,57; 5,3/0,15; 4,2/0,15; 14,8/0,15
15/17*	220	0,04	29,8/0,15; 15/0,15; 10,8/0,14; 5,5/0,57
15/18	220	0,04	5,9/0,4; 11,7/0,95
15/19	110/220	0,04	13,6/0,5; 34,7/0,17; 6,6/0,22
18/1	220	0,06	13,5/1,2; 1,5/1,2
18/2	220	0,05	2×6,1/1,54
18/3	220	0,06	210/0,035; 38/0,035; 6/1,2; 1,5/1,2
18/4	220	0,06	10,6/1,7
TS18/5	220	0,06	12,3/1,7
18/6	110/220	0,075	13,3/1,3
18/6*	110/220	0,06	13,3/1,3; 14,3/0,4
18/7	220	0,05	2×20/0,5
20/1	220	0,04	2×9/1
20/3	220	0,04	9/1
20/3*	220	0,04	6/3,3
20/7	220	0,08	6/3,3
20/9	220	0,05	25/0,7
20/11	220	0,04	2×9/1
20/13	220		14/1,5
25/1	220	0,045	16/1,4
30/1	220	0,08	6,3/1,7; 194/0,09
30/9	220	0,12	6,3/1; 215/0,11
30/10	220	0,07	10,6/2,5
30/11	220	0,07	14,3/1,6
30/12	220	0,04	134/0,021; 24/0,08; 7,5/3,35
30/13	220	0,08	2×38,5/0,024; 2×7,9/1,8
30/14	220	0,07	13,1/2,5
40/23	220	0,15	200/0,15; 6,3/2,3
40/24	220	0,18	200/0,12; 6,3/2,3
40/31	220	0,15	12,5/3,9
40/33	230/240	0,15	200/0,12; 6,3/2,3
40/37	220	0,13	204/0,66; 6/0,6; 6,2/1,9
40/38	220	0,1	20,5/1,6;6,1/1,07
40/39	110/220	0,13	210/0,04; 25/0,86; 8/0,05; 6,3/1,9
40/40	110/220	0,08	2×19/1
40/41	110/220	0,12	23/1,3; 5/1,3
40/42	220	0,08	2×19,5/1
40/43	110/220	0,04	17/2
40/44	220	0,06	2×13,1/1,3
40/45	220	0,08	35/1,2
40/46	110/220	0,06	14,2/0,84; 6,2/0,7; 4,8/3,5
40/47	220	0,06	16/2,45; 17/1,6
40/48	220/240	0,06	18/0,6; 20/1
40/49	220	0,08	2×19,5/1
40/51	220	0,06	23/1; 5,9/1,35
40/52	110/127//220	0,08	2×19,8/1

Tablica 6.6.1 cd.

Typ	Uzwojenie pierwotne I_0		Uzwojenie wtórne
40/53	110/127/	0,08	2×16,5/2
	/220		
TS40/54	110/220	0,08	20/1,8; 5,9/1,1
40/57	110/220	0,04	15/2,3
40/58	220/240	0,08	18/0,6; 20/1,5
40/62	220		17/2; 8/0 9
45/7	220	0,18	5,5/4,6;
			2×23,5/0,14
50/8	220	0,1	30/0,05;
			24/1,5; 6,2/2,5
50/9	220		24/1,5; 30/0,05;
			5,9/2,5
50/10	110/127/		
	/220	0,06	14,3/3; 6/3
50/11	110/220		15,3/2,6
50/12	110/127/		
	/220	0,08	25/2; 9,5/0,45
60/8	220		7,5/0,125;
			2×22,5/1,15
60/9	220		35/0,1;
			2×14/1,6;
			5,8/1; 16,5/0,3
70/2	115/230	0,15	2×14/2;
			2×28/0,7
70/4	220	0,15	35,8/0,05;
			25,7/2,2; 5,9/2,3
70/5	220		5,8/1,1; 26/2,2
80/3	220	0,2	2×330/0,075;
			6,3/2,8; 6,3/1,4
80/4	220	0,3	220/0,26; 6,3/0,8
			6,3/3,2

Typ	Uzwojenie pierwotne I_0		Uzwojenie wtórne
80/5	220	0,15	45/2; 6/0,2
80/6	220	0,25	12,8/5,35
80/7	220	0,15	45/2; 5,5/0,05
80/9	110/220	0,09	2×17/3; 6,4/0,4
			21,5/0,4
80/9*	110/220	0,09	2×14,8/3;
			28/0,4; 21,6/0,4
80/10	220		5,8/1,4;27,5/2,4;
			32,5/0,05
80/11	220	0,15	45/2; 5,5/0,05
80/12	220	0,15	2×12/2,5; 5,5/1;
			39,5/0,3;14,2/0,5
80/13	110/220		2×14,8/2,2;
			21,6/0,4; 2,8/0,4
80/14	220		36,5/2; 5,5/0,05
80/15	220		24,5/3,26
90/2	110/220		2×10,5/4,56
90/3	110/220	0,15	2×32/1,4;
			6,3/0,15
90/5	127/220	0,15	32,5/0,5; 35/2;
			6,5/2,5
90/8	110/220	0,2	2×9,6/4,17
90/9	220		2×16,2/2,2;
			35/0,1;16,5/0,3;
			5,8/1
90/10	220		8,5/0,05;
			2×23/2
100/1	220	0,08	6,3/0,15;
			15,6/0,3;
			2×32/1,2

* Nowa wersja. Prąd jałowy I_0 podany dla największego napięcia na uzwojeniu pierwotnym.

Przewody współosiowe wielkiej częstotliwości krajowe

Oznaczenie	Średnice mm			C_0 pF/m	Z_0	Tłumienn. dB/100 m		U_{max} kV
	d	D	D_z					
Krajowe wg PN-64/T-90601						200 MHz		
WL 50—0,51/1,5	7×0,17	1,50	2,8	100	50	45		2
WL 50—0,96/2,95	7×0,32	2.95	5,0	100	50	24		4
WD 50—0,90/2,95	0,50	2,95	5,0	100	50	22		4
WDek 50—0,90/2,95	0,90	2,95	5,6	100	50	22		4
WL 50—2,25/7,25	7×0,75	7,25	10,3	100	50	11		10
WD 50—5,0/17,3	5,0	17,3	22,0	100	50	5,6		22
WL 75—0,63/3,7	7×0,21	3,70	6,0	67	75	22		4,2
WD 75—0,59/3,7	0,59	3,70	6,0	67	75	19		4,2
WL 75—1,2/7,25	7×0,40	7,25	10,3	67	75	12		8
WD 75—1,15/7,25	1,15	7,25	10,3	67	75	10		8
WD 75—2,7/17,3	2,7	17,3	22,0	67	75	5,6		18
Produkcja NRD						10	200	500 MHz
L 50-2-1	0,5	1,5		100	50	8,2	43	70
L 50-3-1	0,9	2,95		100	50	4,5	22	30
L 50-7-2	2,3	7,25		100	50	2,4	6,5	17
L-60-4-1	1,0	6,1		85	60	3,5	17	30
L 60-7-1	1,5	9,3		85	60	1,9	11	19
D 60-7-2	1,5	9,3		85	60	1,9	9,5	16
D 75-4-4	0,58	3,7		67	75	3,7	17	30
D 75-4-15	0,68	4,6		65	75	2,9	15	—
Produkcja ZSRR						10	300	1000 MHz
RK1	0,68	4,6	7,3	66	77	3	20	40
RK2	0,68	6,8	9,6	55	92	2	14	33
RK3	1,37	9,0	13	68	75	2	13	26
RK6	7×0,35	9,2	12,4	96	52	2	12	27
RK19	1×0,68	2,4	4,2	96	52	5,6	32	60
RK20	7×0,37	7,2	10,4	68	75	2,1	15	33
RK28	7×0,71	7,3	11,4	96	52	2,1	15	33
RK29	1×1,37	4,8	9,8	100	60	3	20	40
RK47	7×0,71	7,3	10,3	96	52	2	14	33
RK48	7×1,03	10,5	13,5	100	50	1,7	13	—
RK49	7×0,26	4,2	6,3	70	72	3,4	23	46
Dla tych kabli K = 0,66								

Kable RG produkcji USA

Typ	Z_0	D_z	Tłumienność dB/100 m					C_0* [pF/f_T]	U_{max} [kV]
			1 MHz	10 MHz	100 MHz	1 GHz	3 GHz		
5/U	52,5	8,4	0,7	2,5	9,5	37,7	72,2	28,5	3,0
5B/U	50,0	8,4	0,5	2,2	7,9	28,9	54,8	29,5	3,0
6A/U	75,0	8,4	0,7	2,6	9,5	37,0	70,0	20,0	2,7
8A/U	50,0	10,3	0,5	1,8	6,6	26,2	54,0	30,5	4,0
9/U	51,0	10,7	0,5	1,9	6,6	24,0	50,8	30,0	4,0
9B/U	50,0	10,8	0,6	2,0	6,9	29,5	59,0	30,5	4,0
10A/U	50,0	12,1	0,5	1,8	6,6	26,2	54,0	30,5	4,0
11A/U	75,0	10,3	0,6	2,3	7,5	25,6	54,0	20,5	5,0
12A/U	75,0	12,1	0,6	2,2	7,5	26,2	54,0	20,5	4,0
13A/U	75,0	10,8	0,6	2,2	7,5	26,2	54,0	20,5	4,0
14A/U	50,0	13,8	0,4	1,3	4,6	18,0	39,4	30,0	5,5
16A/U	52,0	16,0	0,3	1,3	3,9	22,0	28,0	29,5	6,0
17A/U	50,0	0,66	0,2	0,7	2,6	11,1	27,9	30,0	11,0
18A/U	50,0	24,0	0,2	0,7	2,6	11,1	27,9	30,5	11,0
19A/U	50,0	28,4	0,1	0,6	2,2	11,4	25,3	30,5	14,0
20A/U	50,0	30,4	0,1	0,6	2,2	11,4	27,7	30,5	14,0
21A/U	50,0	8,4	4,6	14,4	42,6	141	278	30,0	2,7
29/U	53,5	4,6	1,1	3,9	14,4	52,5	98,4	28,5	1,9
34A/U	75,0	16,0	0,2	1,0	4,3	19,7	41,0	20,5	5,2
35A/U	75	24,0	0,2	0,8	2,8	11,5	28,2	20,5	10
54A/U	58,0	6,4	0,6	2,4	10,2	37,8	70,5	26,5	3,0
55A/U	53,5	5,2	1,2	4,3	15,7	55,8	105	28	1,9
58/U	53,5	4,9	1,1	4,1	15,2	57,4	123	28,5	1,9
58C/U	50,0	4,9	1,4	4,6	16,1	78,7	147	30	1,9
59A/U	75,0	6,1	1,1	3,6	11,2	39,4	85	20,5	2,3
62A/U	93	6,1	0,8	2,8	8,8	28,2	60,7	13	0,7
74A/U	50,0	15,6	0,3	1,2	4,9	20,0	37,7	30,0	5,5
83/U	35,0	10,3	0,7	2,6	9,2	31,5	78,7	44,0	2,0
213/U	50,0	10,3	0,5	2,2	6,2	26,0	—	29,5	5,0
218/U	50,0	22,1	0,2	0,6	3,3	14,4	—	29,5	11,0
220/U	50,0	28,4	0,1	0,6	2,3	11,8	—	29,5	14,0

Wszystkie w/w przewody mają współczynnik skrócenia $K = 0,66$ z wyjątkiem RG-62A/U, który ma $K = 0,84$.
* C_0[pF/m] = 3,28 · C_0[pF/f_T]

Tablica 7.1.1c

Przewody współosiowe produkcji CSRR [5]

Oznaczenie stare	Oznaczenie nowe	d	D	D_z	Tłumienie dB/100 m 200 MHz	Tłumienie dB/100 m 1 GHz	Ekran
$K = 0{,}66$, $Z_0 = 50 \pm 2$, $C_0 = 100$ pF/m kolor szary							
VFKP110	VCEOY 50-1,5	1×0,46	2,50	2,8	39	90	1×
VFKP111	VLEOY 50-1,5	7×0,17	1,50	2,8	45	120	
VFKP260	VCEOY 50-2,95	1×0,9	2,95	5	22	47	
VFKP261	VLEOY 50-2,95	7×0,32	2,95	5	24	60	
VFKP300	VLEOY 50-7,25	7×0,75	7,25	10,3	11	27	
VFKP710	VCEOY 50-17,3	1×5	17,3	22	5,6	15	
	VCEDY 50-2,95	1×0,9		5,8	22	47	2×
VFKP262	VLEDY 50-2,95	7×0,32		5,8	24	60	
VFKP382	VLEDY 50-7,25	7×0,75		11	11	27	
	VCEDY 50-17,3	1×5		22,7	5,6	15	
$K = 0{,}66$, $Z_0 = 75 \pm 3$, $C_0 = 67$ pF/m, koror zielony							
VFKP250	VCEOX 75-3,7	1×0,59		6	19	45	1×
VFKP251	VLEOY 75-3,7	7×0,21		6	22	50	
VFKP300	VCEOY 75-5,6	1×0,89		8	14	30	
VFKP390	VXEOY 75-7,25	1×1,15		10,3	10	26	
VFKP391	VLEOY 75-7,25	7×0,40		10,3	12	30	
VFKP720	VCEOY 75-17,3	2,7		22	5,6	15	
VFKP252	VLEDY 75-3,7	7×0,21		6,7	21	50	2×
VFKP393	VCEDY 75-7,25	1×1,15		11	10	26	
VFKP392	VLEDY 75-7,25	7×0,40		11	12	30	
Polietylen spieniony, $K = 0{,}83$, $Z_0 = 75 \pm 5$, $C_0 = 53$ pF/m, zielony							
VFKP610	VCCOY 75-3,7	1×0,8		6,05	16	38	1×
VFKP620	VCCOY 75-4,8	1×1,1		6,9	12	33	
	VCCOY 75-5,6	1×1,23		8	10	27	
VFKP633	VCCOD 75-5,6	1×1,23		9,4	10	27	
VFKP640	VCCOY 75-7,25	1×1,6		10,3	8,5	24	
Ekran z folii Cu wzdłużnie zgrzewanej, typ LINFLEX, $K = 0{,}66$, $Z_0 = 75 \pm 3{,}75$ $C_0 = 66$ pF/m, kolor czarny							
VFKP960	VCEZE 75-4,8	0,76		7,5	12,1	27,2	
VFKP970	VCZE 75-4,8	1,1		9,8	8,7	19	
VFKP980	VCEZE 75-12,2	2		16,4	5,1	12	
VFKP972	VCEZD 75-6,2	1,1		12,9	7,0	19	

SKOROWIDZ